

System for transmitting paging indicator in pilot channel of radio telecommunication system

Application Number	00107477	Application Date	2000.05.18
Publication Number	1284795	Publication Date	2001.02.21

Priority Information 1999/8/14 KR 33545/99;1999/10/26 KR 46678/99

International Classification H04Q7/38;H04B7/26

Applicant(s) Name Rosaa Co., Ltd.

Address

Inventor(s) Name Bak Gi-Hyul

Patent Agency Code	11038	Patent Agent	zhang wei
---------------------------	-------	---------------------	-----------

AbstractThe present invention relates to a system for transmitting calling identifier on pilot channels in wireless communication systems. In one embodiment, the wireless communication system is a wireless communication systems based on CDMA and having pilot channels. The calling method of the present invention transmits calling identifier on pilot channels in a fashion of uncoded modulation spread spectrum signal of OOK(open-close keying)or ASK(amplitude shift keying). A mobile station monitors the present of the calling identifier at the given position of the pilot channels, which is determined by using a hash function of the International Mobile Equipment Identity(IMEI). The calling identifier notifies the mobile station to receive the next forward chain circuit common control or the calling channels.

a Machine Translation

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[31] Int. Cl.⁷

H04B 7/26

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 00107477.6

[43] 公开日 2001 年 2 月 21 日

[11] 公开号 CN 1284795A

[22] 申请日 2000.5.18 [21] 申请号 00107477.6

[30] 优先权

[32] 1999.8.14 [33] KR [31] 33545/1999

[32] 1999.10.26 [33] KR [31] 46678/1999

[71] 申请人 株式会社索尼

地址 韩国仁川广域市

[72] 发明人 朴现业

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事
务所

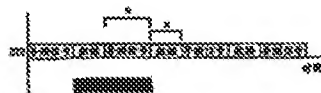
代理人 张 继

权利要求书 3 页 说明书 7 页 附图页数 7 页

[54] 发明名称 在无线电信系统的导频信道上发送寻呼
指示符的系统

[57] 摘要

本发明涉及一种在无线电信系统的导频信道上发送寻呼指示符的系统。在一个实施例中,无线电信系统是具有导频信道的基于 CDMA 的无线电信系统。本发明的寻呼方法以未编码的和 OOK(开—关键控)或 ASK(幅移键控)调制扩频信号的形式在导频信道上发送寻呼指示符。移动台监控导频信道特定位置上的寻呼指示符的存在,这由使用电子串号的散列函数判定。该寻呼指示符通知移动台它是接收下一个前向链路公共控制,还是接收寻呼信道。



1 5 5 2 1 0 0 8 - 4 2 7 4

知识产权出版社出版

频信道上预定位置上的导频数据，并判定导频指示符是否存在。

当检测到对该移动站的寻呼指示符时，接收导频信道（703）上寻呼指示符（701）的移动台接收并解调寻呼信道上下一个指定的时隙。所有 BTS 借助于常规的 PN 偏移以未调制的扩频信号形式连续地发送导频信号。即使系统使用了相同的 PN 码，还有许多 PN 码，通过使用不同初始种子发送 PN 码，这使得系统区分 BTS 的 PN 码。

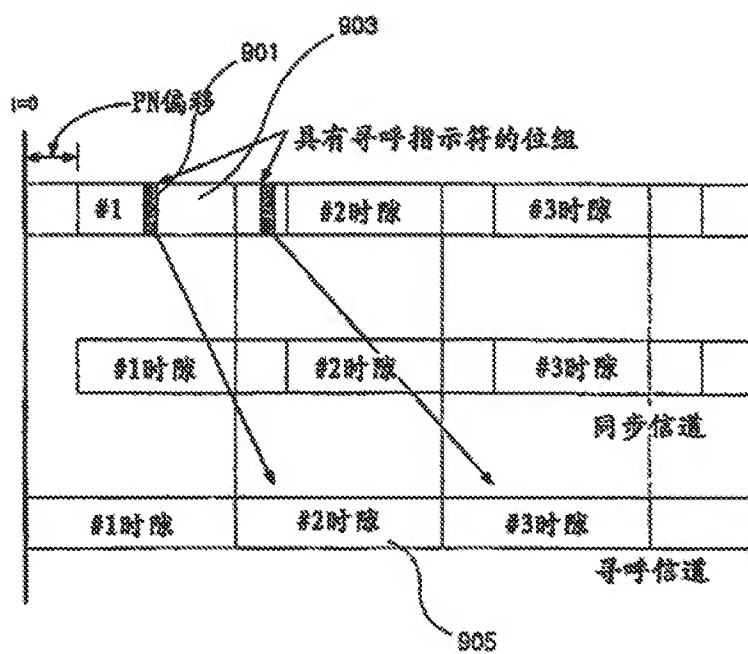
图 7 描述了用于上述导频信道和寻呼信道之间时隙的同步发行。假定寻呼信道的超帧原理被采用在导频信道，以便使导频时隙与寻呼时隙同步。在本发明的另一个实施例中，基于 IS-95 的 CDMA 系统中的移动台应操作如下：

- ① 移动台加电后，调谐到适当的接收频率。
- ② 然后移动台监控 BTS 的 PN 偏移并捕获该导频信道。
- ③ 识别到有效 BTS 的导频信道后，移动系统解码同步信道消息。
- ④ 一旦移动台接收并解码寻呼信道上的系统开销信息，移动台重新配置它自己。
- ⑤ 在相应的寻呼时隙之前的一或二个时隙，移动台捕获导频信道并再捕获 CDMA 系统。
- ⑥ 移动台进入空闲状态，并监控在分配给移动台的导频信道上的时隙/帧/组的预定位的位置上是否有它自己的寻呼指示符。
- ⑦ 如果移动台检测到寻呼指示符，则移动台在寻呼信道上的下一个寻呼时隙解调和解码寻呼消息。
- ⑧ 移动台需要断续地解调寻呼消息，以便在寻呼信道上接收到系统开销信息。

如果在导频信道发送信息，由于与其他信道相比导频信道具有高发送功率电平，信息的发送有非常低的误码率。因为指示符可以原始位的形式被发送，不需纠错编码和差错随机化技术，这节省了移动台的功率消耗。

在前面的详细描述中，本发明已参照这里具体的示例性实施例得到描述，但是显然可能产生各种修改和改变，但都没有脱离如附加的

图7



TRANSMISSION APPARATUS, SYSTEM, AND METHOD USING OFDM AND MC-CDMA

Publication number: JP2004158901 (A)

Publication date: 2004-06-03

Inventor(s): RI KEISAN; OZEKI TAKEO; ISHIKAWA HIROYASU;
SHINONAGA HIDEYUKI +

Applicant(s): KDDI CORP +

Classification:


- **international:** **H04B1/707; H04J11/00; H04L1/00; H04L27/26; H04L5/02; H04B1/707; H04J11/00; H04L1/00; H04L27/26; H04L5/02; (IPC1-7): H04B1/707; H04J11/00; H04L1/00**


- **European:** H04L1/00A; H04L1/00A1M


Application number: JP20020319843 20021101

Priority number(s): JP20020319843 20021101

Also published as:

 GB2394871 (A)

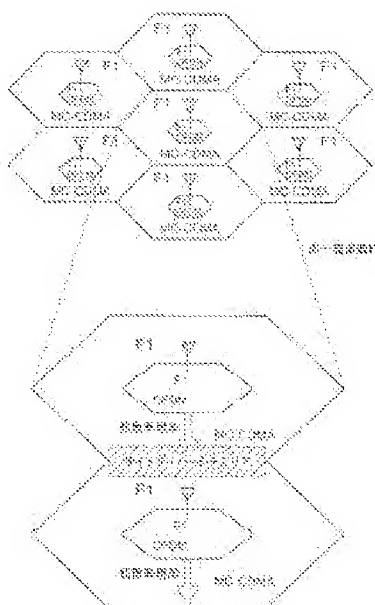
 US2004141481 (A1)

 US7391715 (B2)

Abstract of JP 2004158901 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a transmission apparatus, system, and method with respect to mobile communication, the apparatus and the system composing cells, to solve respective defects in the OFDM and the MC-CDMA. ;

SOLUTION: The transmission apparatus includes: an OFDM transmission means; and an MC-CDMA transmission means and adaptively uses either of the OFDM transmission means and the MC-CDMA transmission means to make transmission in units of slots assigned to each of receivers depending on a communication state to each receiver. Further, the transmission apparatus dynamically changes a modulation system and a channel coding rate in response to the communication state to each receiver when using the OFDM transmission means, and dynamically changes the modulation system, a channel coding rate, and a spread rate in response to the communication state to each receiver when using the MC-CDMA transmission means. The communication state to each receiver includes a distance from the transmitter apparatus to each receiver, a carrier power versus interference signal power, and a noise power ratio. ; COPYRIGHT: (C) 2004,JPO



.....
Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公 開 特 許 公 報(A)

(11) 特許出願公開番号
特開2004-158901
(P2004-158901A)

(43) 公開日 平成16年6月3日(2004.6.3)

(51) Int. Cl. ⁷	F I		テーマコード (参考)
H O 4 J 11/00	H O 4 J 11/00	Z	5 K O 1 4
H O 4 B 1/707	H O 4 L 1/00	E	5 K O 2 2
H O 4 L 1/00	H O 4 J 13/00	D	

審査請求 未請求 請求項の数 14 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2002-319843 (P2002-319843)	(71) 出願人	000208891
(22) 出願日	平成14年11月1日 (2002. 11. 1)		K D D I 株式会社
			東京都新宿区西新宿二丁目3番2号
		(74) 代理人	100074930
			弁理士 山本 恵一
		(72) 発明者	李 啓山
			埼玉県上福岡市大原二丁目1番15号 株
			式会社ケイディーディーアイ研究所内
		(72) 発明者	大関 武雄
			埼玉県上福岡市大原二丁目1番15号 株
			式会社ケイディーディーアイ研究所内
		(72) 発明者	石川 博康
			埼玉県上福岡市大原二丁目1番15号 株
			式会社ケイディーディーアイ研究所内
		最終頁に続く	

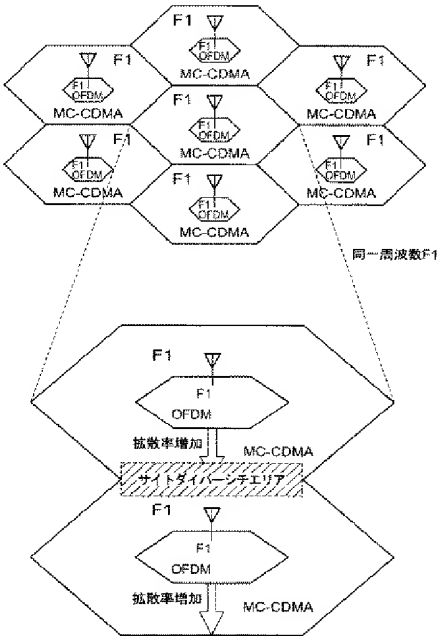
(54) 【発明の名称】 O F D M 及び M C - C D M A を用いる送信装置、システム及び方法

(57) 【要約】

【課題】 O F D M と M C - C D M A とのそれぞれの欠点を解決する、セルを構成する移動通信に関する送信装置、システム及び方法を提供する。

【解決手段】 送信装置は、 O F D M 送信手段と M C - C D M A 送信手段とを有し、各受信装置に対する通信状態に応じて、該受信装置に割り当てられたスロット単位で、適応的に O F D M 送信手段又は M C - C D M A 送信手段のどちらか一方で送信する。また、 O F D M 送信手段を用いるとき、各受信装置に対する通信状態に応じて、変調方式及びチャネル符号化率を動的に変更し、 M C - C D M A 送信手段を用いるとき、各受信装置に対する通信状態に応じて、変調方式、チャネル符号化率及び拡散率を動的に変更する。各受信装置に対する通信状態は、該受信装置との距離及びキャリア電力対干渉信号電力及び雑音電力比がある。

【選択図】 図 1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

セルを構成し、複数の受信装置と無線通信する送信装置において、
OFDM送信手段とMC-CDMA送信手段とを有し、
各受信装置に対する通信状態に応じて、該受信装置に割り当てられたスロット単位で、適応的に前記OFDM送信手段又は前記MC-CDMA送信手段のどちらか一方で送信することを特徴とする送信装置。

【請求項 2】

前記OFDM送信手段を用いるとき、前記各受信装置に対する通信状態に応じて、変調方式及びチャンネル符号化率を動的に変更し、

10

前記MC-CDMA送信手段を用いるとき、前記各受信装置に対する通信状態に応じて、変調方式、チャンネル符号化率及び拡散率を動的に変更することを特徴とする請求項 1 に記載の送信装置。

【請求項 3】

前記各受信装置に対する通信状態は、該受信装置との距離及びキャリア電力対干渉信号電力及び雑音電力比であることを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の送信装置。

【請求項 4】

前記各受信装置に対する通信状態が、該受信装置との距離が近く且つキャリア電力対干渉信号電力及び雑音電力比が高い場合には、OFDM送信手段で送信し、前記受信装置との距離が遠く又はキャリア電力対干渉信号電力及び雑音電力比が低い場合には、MC-CDMA送信手段で送信することを特徴とする請求項 3 に記載の送信装置。

20

【請求項 5】

前記各受信装置に対する通信状態は、更に遅延スプレッド及び最大ドップラー周波数を含むことを特徴とする請求項 3 又は 4 に記載の送信装置。

【請求項 6】

前記受信装置に割り当てられたスロット単位で送信電力制御手段を更に有することを特徴とする請求項 1 から 5 のいずれか 1 項に記載の送信装置。

【請求項 7】

請求項 1 から 6 のいずれか 1 項に記載の少なくとも 2 つの送信装置によって構成されるセルが隣接する一定の領域に存在する前記受信装置に対して、前記少なくとも 2 つの送信装置は、同時に、該受信装置に対する同一データを送信し、サイトダイバーシチを行うことを特徴とするシステム。

30

【請求項 8】

前記MC-CDMAの信号を受信した前記受信装置は、該MC-CDMAのコード間干渉について、最小二乗平均誤差手段又は最尤系列推定手段を用いることを特徴とする請求項 7 に記載のシステム。

【請求項 9】

セルを構成し、複数の受信装置と無線通信する送信装置の送信方法において、各受信装置に対する通信状態に応じて、該受信装置に割り当てられたスロット単位で、適応的にOFDM又は又はMC-CDMAのどちらか一方を用いて送信することを特徴とする送信方法。

40

【請求項 10】

前記OFDMで送信するとき、該受信装置に対する通信状態に応じて、変調方式及びチャンネル符号化率を動的に変更し、前記MC-CDMAで送信するとき、該受信装置に対する通信状態に応じて、変調方式、チャンネル符号化率及び拡散率を動的に変更することを特徴とする請求項 9 に記載の送信方法。

【請求項 11】

前記各受信装置に対する通信状態は、該受信装置との距離及びキャリア電力対干渉信号電力及び雑音電力比であることを特徴とする請求項 9 又は 10 に記載の送信方法。

【請求項 12】

50

前記各受信装置に対する通信状態が、前記受信装置との距離が近く且つキャリア電力対干渉信号電力及び雑音電力比が高い場合には、OFDMで送信し、前記受信装置との距離が遠く又はキャリア電力対干渉信号電力及び雑音電力比が低い場合には、MC-CDMAで送信することを特徴とする請求項11に記載の送信方法。

【請求項13】

前記各受信装置に対する通信状態は、更に遅延スプレッド及び最大ドップラー周波数を含むことを特徴とする請求項11又は12に記載の送信方法。

【請求項14】

前記受信装置に割り当てられたスロット単位で前記受信装置単位の送信電力制御手段を更に有することを特徴とする請求項9から13のいずれか1項に記載の送信方法。

10

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、移動通信に関する送信装置、システム及び方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

現在、無線方式としてCDMA2000 (Code Division Multiple Access - 2000) 方式を採用したIMT-2000 (International Mobile Telecommunications - 2000) の本格的な商用化が開始されている。IMT-2000におけるデータ通信サービスの情報伝送速度は、移動時で144 kbps、静止時で2 Mbpsを実現可能とする。

20

【0003】

一方、移動通信環境において、電子メールやインターネットアクセスのみならず、高精細な動画像伝送、大容量ファイルのダウンロードといったマルチメディア通信を実現するためには、今後、更に高速な無線システムが必要となる。現在、移動時で最大20 Mbps、静止時で100 Mbps程度の情報伝送の実現を目指す第4世代移動通信システムの研究開発が始まっている。

【0004】

移動通信環境において、高速・高品質な情報伝送を実現するためには、通信品質の劣化要因に対して強い耐性を持つことに加え、周波数利用効率の高い伝送方式が必要である。このような伝送方式の有力な候補として、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重) 方式や、拡散シンボルを複数のサブキャリアで送信するMC-CDMA (Multiple Carrier - Code Division Multiple Access: マルチキャリア符号分割多元接続) 方式などがある。

30

【0005】

また、第4世代移動通信システムを対象とし、コード間干渉に対する耐性を確保しつつ高速パケット伝送を実現する無線伝送方式として、2次元(周波数及び時間)拡散を適用したVSF-OFCDM (Variable Spreading Factor - Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing) 方式が提案されている(例えば、非特許文献1参照)。VSF-OFCDMは、周波数と時間軸上の2次元拡散を行う無線方式であり、無線パラメータ(周波数及び時間領域の拡散率、データ変調、チャネル符号化率、コード多重数)を伝搬状態に応じて適応的に制御するシステムである。

40

【0006】

【非特許文献1】

前田、新、安部田、佐和橋著「2次元拡散を用いるVSF-OFDMとその特性」RCS 2002-05、p. 59~64

【0007】

【発明が解決しようとする課題】

50

しかし、広帯域信号を用いたセルラシステムでは、セルを面的に展開するために、同一周波数を繰り返し使用することになる。

【0008】

従って、OFDMでは、他セルからの同一チャネル干渉の影響を受けやすいため、特に同一チャネル干渉が厳しい低CINR (Carrier to Interference Noise Ratio: キャリア電力対干渉信号電力及び雑音電力比) 環境の領域では、大容量伝送を行うことが困難となる。

【0009】

一方、MC-CDMAは、同一データをコピーし、複数のサブキャリアを用いて同時伝送するため、キャリア毎に異なるデータを伝送するOFDMより伝送容量が落ちるという問題がある。また、MC-CDMAにおいて符号多重化を行うことにより高速化を図る方式も提案されているが、マルチパス環境下では符号の直交性が崩れ、特性が劣化するという課題がある。

【0010】

また、VSF-OFCDMは、セルラ環境でブロードバンドパケット伝送を実現することができるが、周波数拡散に併せ、時間拡散を行うため、ハードウェア的な構成が非常に複雑となる。また、ハードウェア化に際し、時間拡散と周波数拡散をユーザ単位で独立に制御することも実現が非常に困難である。

【0011】

そこで、本発明は、OFDMとMC-CDMAとを相互に利用し、前述したそれぞれの通信方式における欠点を解決する、セルを構成する移動通信に関する送信装置、システム及び方法を提供することを目的とする。

【0012】

【課題を解決するための手段】

本発明における送信装置によれば、OFDM送信手段とMC-CDMA送信手段とを有し、各受信装置に対する通信状態に応じて、該受信装置に割り当てられたスロット単位で、適応的にOFDM送信手段又はMC-CDMA送信手段のどちらか一方で送信することを特徴とする。

【0013】

本発明の送信装置における他の実施形態によれば、OFDM送信手段を用いるとき、各受信装置に対する通信状態に応じて、変調方式及びチャネル符号化率を動的に変更し、MC-CDMA送信手段を用いるとき、各受信装置に対する通信状態に応じて、変調方式、チャネル符号化率及び拡散率を動的に変更することも好ましい。

【0014】

また、本発明の送信装置における他の実施形態によれば、各受信装置に対する通信状態は、該受信装置との距離及びキャリア電力対干渉信号電力及び雑音電力比であることも好ましい。

【0015】

更に、本発明の送信装置における他の実施形態によれば、各受信装置に対する通信状態が、該受信装置との距離が近く且つキャリア電力対干渉信号電力及び雑音電力比が高い場合には、OFDM送信手段で送信し、受信装置との距離が遠く又はキャリア電力対干渉信号電力及び雑音電力比が低い場合には、MC-CDMA送信手段で送信することも好ましい。

【0016】

更に、本発明の送信装置における他の実施形態によれば、各受信装置に対する通信状態は、更に遅延スプレッド及び最大ドップラー周波数を含むことも好ましい。

【0017】

更に、本発明の送信装置における他の実施形態によれば、受信装置に割り当てられたスロット単位で送信電力制御手段を更に有することも好ましい。

【0018】

10

20

30

40

50

本発明の送信システムによれば、前述した少なくとも2つの送信装置によって構成されるセルが隣接する一定の領域に存在する受信装置に対して、少なくとも2つの送信装置は、同時に、該受信装置に対する同一データを送信し、サイトダイバーシチを行うことを特徴とする。

【0019】

また、本発明の送信システムにおける他の実施形態によれば、MC-CDMAの信号を受信した受信装置は、MC-CDMAのコード間干渉について、最小二乗平均誤差手段又は最尤系列推定手段を用いることも好ましい。

【0020】

本発明の送信方法によれば、各受信装置に対する通信状態に応じて、該受信装置に割り当てられたスロット単位で、適応的にOFDM又は又はMC-CDMAのどちらか一方を用いて送信することを特徴とする。

【0021】

本発明の送信方法における他の実施形態によれば、OFDMで送信するとき、該受信装置に対する通信状態に応じて、変調方式及びチャネル符号化率を動的に変更し、MC-CDMAで送信するとき、該受信装置に対する通信状態に応じて、変調方式、チャネル符号化率及び拡散率を動的に変更することも好ましい。

【0022】

また、本発明の送信方法における他の実施形態によれば、各受信装置に対する通信状態は、該受信装置との距離及びキャリア電力対干渉信号電力及び雑音電力比であることも好ましい。

【0023】

更に、本発明の送信方法における他の実施形態によれば、各受信装置に対する通信状態が、受信装置との距離が近く且つキャリア電力対干渉信号電力及び雑音電力比が高い場合には、OFDMで送信し、受信装置との距離が遠く又はキャリア電力対干渉信号電力及び雑音電力比が低い場合には、MC-CDMAで送信することも好ましい。

【0024】

更に、本発明の送信方法における他の実施形態によれば、各受信装置に対する通信状態は、更に遅延スプレッド及び最大ドップラー周波数を含むことも好ましい。

【0025】

更に、本発明の送信方法における他の実施形態によれば、全てのセルは、同一周波数であって、他セルへの与干渉を軽減するため受信装置単位の送信電力制御手段を更に有することも好ましい。

【0026】

【発明の実施の形態】

以下では、図面を用いて、本発明の実施形態を詳細に説明する。

【0027】

図1は、本発明におけるセル構成図である。

【0028】

本発明は、高速伝送を実現するOFDMと、干渉信号に対して耐性の高いMC-CDMAとを、伝搬状態及び通信環境に応じて時間軸で使い分け、通信容量の改善を図り、高速・高品質のブロードバンド無線アクセス伝送を行う無線通信システムを実現したものである。特に、基地局から短距離の領域又はCINRが高い領域では、OFDMを用い、基地局から遠距離の領域又はCINRが低い領域では、MC-CDMAを用いる。多重化方式としては、OFDMがTDM (Time Division Multiplex) を用い、MC-CDMAがCDM (Code Division Multiplex) 及びTDMを用い、OFDMとMC-CDMAの使い分けは時間軸上で行う。

【0029】

OFDMは、高速大容量伝送が可能となる一方で、CINRが低い領域においては、他セルからの干渉の影響を受けやすくなり通信品質が大きく劣化し、大容量伝送を確保するの

が困難となる。そこで、C I N Rが低い領域においては、MC-CDMAを用いることにより通信を確保することができる。更に、伝送状態の変動に応じて最大スループットを得るためには、適応変調及びチャネル符号化率の適応制御を行うこともできる。

【0030】

基地局と受信装置との間の通信距離が長くなるに従って、又はC I N Rが低くなるに従って、以下のような拡散率増加及び適応変調制御を行う。これら制御は、受信装置単位で適用する。

【0031】

(近距離又は高C I N R)	OFDM	16QAM	
↓		QPSK	
↓		BPSK	
↓	MC-CDMA (PN: 4)		←適応変調
↓	MC-CDMA (PN: 8)		←適応変調
↓	MC-CDMA (PN: 16)		←適応変調
(遠距離又は低C I N R)	MC-CDMA (PN: 32)		←適応変調

10

【0032】

20

図1によれば、利用可能な周波数が限定されているマイクロ波帯を用いるために、周波数利用効率を高めるべく隣接セル間で同一周波数（1セル繰り返し）を使用している。従って、そのセル間で同一チャネル干渉が発生する場合がある。但し、本発明を、同一周波数の繰り返し距離を2セル以上とするものにも適用できるのは当然である。

【0033】

そこで、他セルに与える干渉を極力軽減するため、OFDMを時間スロット単位で送信電力を制御することが好ましい。一方、MC-CDMAは、受信装置毎に、1つのデータ信号をコピーして異なる拡散符号を用いて多重化するので、干渉信号に対して耐性が高いという特徴がある。

【0034】

30

OFDM及びMC-CDMAについては、受信装置との距離、C I N R、遅延スプレッド及び／又は最大ドップラー周波数に基づいて、変調方式、チャネル符号化率及び拡散率を動的に変更する。尚、MC-CDMAについては、受信装置の位置、受信装置の数、トラヒック量等に応じて制御するものであってもよい。

【0035】

図1によれば、セルの境界に近い領域には、サイトダイバーシチ領域が表されている。

【0036】

本発明によれば、隣接セル間でサイトダイバーシチを行い、伝送品質を保つことができる。特に、セルの境界に近い領域では、MC-CDMAの拡散率が大きくなっており、コード間干渉が発生し易く、特性が大きく劣化し易い。従って、サイトダイバーシチを用いることにより、MC-CDMAにおける拡散率を過度に大きくせず、サイトダイバーシチ効果で伝送品質を高めることができる。

40

【0037】

また、サイトダイバーシチを行うか否かは、受信装置の位置だけでなく、受信装置の数、トラヒック量等も考慮して判断される。これにより、拡散率を過度に増大させなくても、サイトダイバーシチ効果によりダイバーシチゲインを得ることが可能となる。

【0038】

本発明のように、OFDMにおける送信電力制御と、MC-CDMAにおけるサイトダイバーシチ効果とを組み合わせることにより、送信電力の低減及び干渉電力の低減により通信容量を増加できる。

50

【0039】

尚、受信機で発生するMC-CDMAのコード間干渉は、MMSE (Minimum Mean Square Error: 最小二乗平均誤差法)、MLD (Maximum Likelihood Detection: 最尤系列推定法) を用いることにより解決することができる。

【0040】

図2は、本発明による送信装置及び受信装置の機能構成図である。

【0041】

送信装置1は、PN系列の送信データを出力するPN発生部11と、送信データを誤り訂正符号化し且つインタリーブを施すエンコーディングインタリーブ部12と、マッピング部13と、パイロット信号挿入部14と、分割多重送信部15と、送信アンテナ16とを有する。

10

【0042】

分割多重送信部15は、シリアル/パラレル変換部151によって、シリアル/パラレル変換を行う。シリアル/パラレル変換部151の出力信号において、OFDMの場合、その出力信号を逆高速フーリエ変換 (IFFT) 部154へ直接入力する。一方、MC-CDMAの場合、その出力信号を、連続する N_c/S_F 個のシンボルを並列データ系列に転換する。次に、コピー部152によって、シンボル毎に S_F 個だけコピーする。次に、拡散部153によって、 S_F 個コピーされたシンボル毎に定数 $C_{i,j}$ ($i=1, 2, \dots, N_c/S_F, j=1, 2, \dots, S_F$) を乗算する。 N_c は、サブキャリア数を表し、全ての i に対してはチップ長が S_F の拡散を表す。

20

【0043】

OFDMの場合、シリアル/パラレル変換部151からの出力シンボルが、MC-CDMAの場合、乗算された計 N_c 個のシンボルが、IFFT部154によって時間軸のデータに変換される。次に、パラレル/シリアル変換部155によって、パラレル/シリアル変換され、ガードインターバル (GI) 部156によって、ガードインターバルが付加される。ガードインターバルは、遅延波による符号間干渉を回避するために用いられる。

【0044】

受信装置2は、受信アンテナ21と、分割多重受信部22と、デコーディングデインタリーブ部23とを有する。

30

【0045】

分割多重受信部22は、ガードインターバル部221によって、プリアンブル信号の相関を取り、ガードインターバルが削除される。次に、シリアル/パラレル変換部222によって、シリアル信号をパラレルに変換する。次に、高速フーリエ変換 (FFT) 部223によって、同一のデータを各サブキャリアに載せる。ここで、FFT部223の出力信号において、OFDMの場合、その出力信号をパラレル/シリアル変換部226へ直接入力する。一方、MC-CDMAの場合、その出力信号を逆拡散部224に入力し、定数 $C_{i,j}$ が乗算される。次に、伝播路推定器227によって、パイロットシンボルより得られた各サブキャリア毎のチャネル推定結果が送出される。次に、等化器225によって、伝播路推定器227から受信したチャネル推定結果を用いて、信号の伝搬路歪が補償され、整合フィルタによる積分操作により周波数軸上で逆拡散される。

40

【0046】

OFDMの場合、FFT部223からの出力信号が、MC-CDMAの場合、逆拡散された信号が、パラレル/シリアル変換部226によって、パラレル/シリアル変換される。

【0047】

最後に、デコーディングデインタリーブ部23によって、シリアル信号を復調し、送信された1つの送信データが復元される。

【0048】

図3は、TDMをベースにしたスロット割当についてのフレーム構成図である。

【0049】

50

図3によれば、複数の時間スロットからなる時間フレームを基準として、フレーム単位で各スロットに割り当てる変調方式、伝送速度、拡散率等の無線パラメータを動的に割り付けることを特徴としている。これにより、ユーザ数、QoS (Quality of Service: 通信品質)、伝搬状態等に応じた最適なチャネル割当制御が可能となる。

【0050】

上りリンクチャネルにおけるランダムアクセスは、基本的にSlotted ALOHAに基づくパケット伝送を行う。移動環境において、動画像伝送やインターネットアクセスといったマルチメディア通信を実現するために、大容量の情報伝送が可能なMC-DS/CDMA (Multiple Carrier - Direct Sequence / Code Division Multiple Access) 又はSC-DS/CDMA (Single Carrier - Direct Sequence / Code Division Multiple Access) を適用する。

【0051】

前述した本発明におけるOFDM及びMC-CDMAを用いる送信装置、システム及び方法の種々の実施形態について、本発明の技術思想及び見地の範囲の種々の変更、修正及び省略は、当業者によれば容易に行うことができる。前述の説明はあくまで例であって、何ら制約しようとするものではない。本発明は、特許請求の範囲及びその均等物として限定するものにのみ制約される。

【0052】

【発明の効果】

以上、詳細に説明したように、本発明によれば、OFDMによる高速伝送と、MC-CDMAによる周波数ダイバーシチ効果及びサイトダイバーシチ効果とにより、無線リンクの回線品質及び伝送特性を改善し、従来システムと比較して、より高速・高品質のブロードバンド無線アクセス伝送を実現する。特に、基地局からの下りリンクチャネルにおいて、周波数領域のみで拡散するためハードウェア構成が簡単となり、伝送速度が最高100Mbit/s以上となり、かつ、面的展開を考慮した高速無線通信方式を実現できる。

【0053】

具体的には、基地局と受信装置との距離が近くかつCINRが高い環境においては、OFDMを用いることにより高速伝送を実現する。また、基地局と受信装置との距離が遠く又はCINRが低い環境においては、MC-CDMAを用い、その拡散率を大きく設定し、周波数ダイバーシチ効果を得ることにより通信品質を改善する。更に、他セルからの同一チャネル干渉が厳しいセル隣接付近の受信装置に対しては、サイトダイバーシチを適用することにより、多重化した場合のコード間干渉を軽減する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明におけるセル構成図である。

【図2】 本発明による送信装置及び受信装置の機能構成図である。

【図3】 TDMをベースにしたスロット割当についてのフレーム構成図である。

【符号の説明】

- 11 PN発生器
- 12 エンコーディングインタリーブ部
- 13 マッピング部
- 14 パイロット信号挿入部
- 15 分割多重送信部
- 151 シリアル／パラレル変換部
- 152 コピー部
- 153 拡散部
- 154 逆高速フーリエ変換部
- 155 パラレル／シリアル変換部
- 156 ガードインターバル部
- 16 送信アンテナ

20

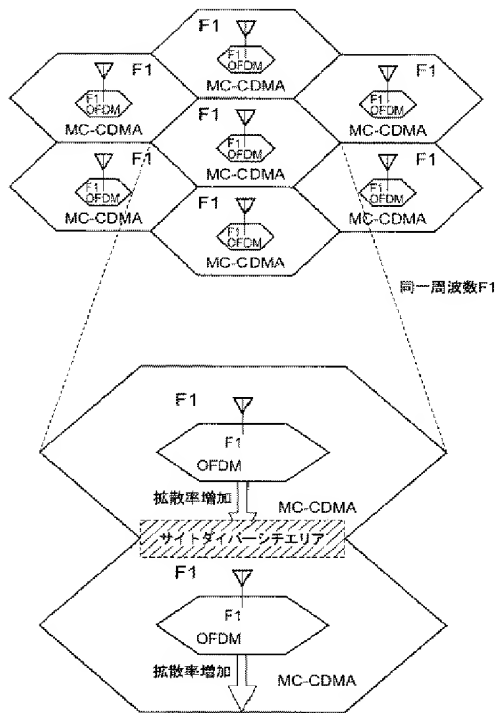
30

40

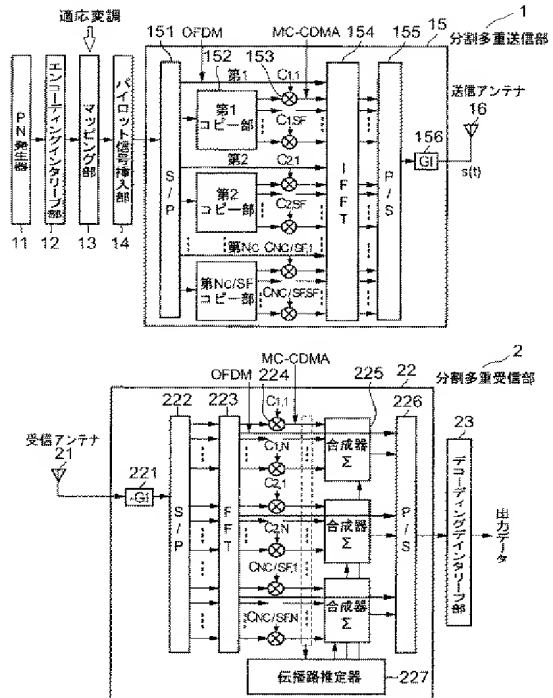
50

- 2 1 受信アンテナ
- 2 2 分割多重受信部
- 2 2 1 ガードインターバル部
- 2 2 3 高速フーリエ変換部
- 2 2 4 逆拡散部
- 2 2 5 合成部
- 2 2 6 パラレル／シリアル変換部
- 2 2 7 伝播路推定部
- 2 3 デコーディングデインタリーブ部

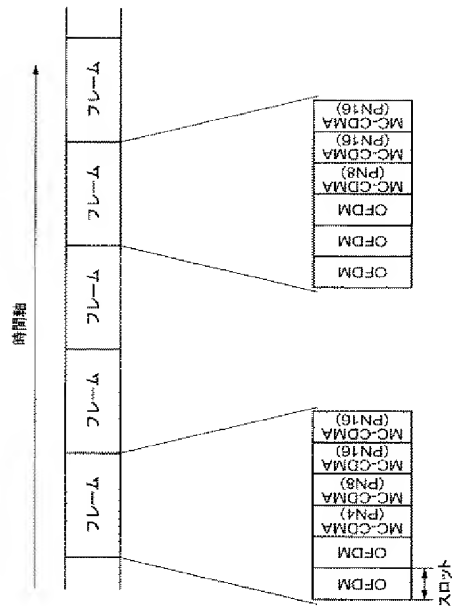
【図 1】



【図 2】



【図 3】



フロントページの続き

(72)発明者 篠永 英之

埼玉県上福岡市大原二丁目1番15号 株式会社ケイディーディーアイ研究所内

Fターム(参考) 5K014 DA06 FA11 HA10

5K022 DD01 DD13 DD19 DD23 DD33 EE02 EE11



US 20040141481A1

(19) **United States**(12) **Patent Application Publication** (10) **Pub. No.: US 2004/0141481 A1**

Lee et al.

(43) **Pub. Date:****Jul. 22, 2004**(54) **TRANSMITTER DEVICE AND TRANSMITTING METHOD USING OFDM ND MC-CDMA**(30) **Foreign Application Priority Data**

Nov. 1, 2002 (JP) 2002-319843

(75) Inventors: **Kyesan Lee**, Saitama (JP); **Takeo Ohseki**, Saitama (JP); **Hiroyasu Ishikawa**, Saitama (JP); **Hideyuki Shinonaga**, Saitama (JP)**Publication Classification**(51) **Int. Cl.⁷** **H04J 11/00**; H04B 7/216(52) **U.S. Cl.** **370/335**; 370/210

Correspondence Address:

OBLON, SPIVAK, MCCLELLAND, MAIER & NEUSTADT, P.C.
1940 DUKE STREET
ALEXANDRIA, VA 22314 (US)(57) **ABSTRACT**

A transmitter device comprises an OFDM transmission unit, a MC-CDMA transmission unit, and a control unit for selecting either the OFDM transmission unit or the MC-CDMA transmission unit at slot time assigned to a receiver device in response to propagation conditions for the receiver device. The propagation conditions are a distance from the receiver device and a CINR.

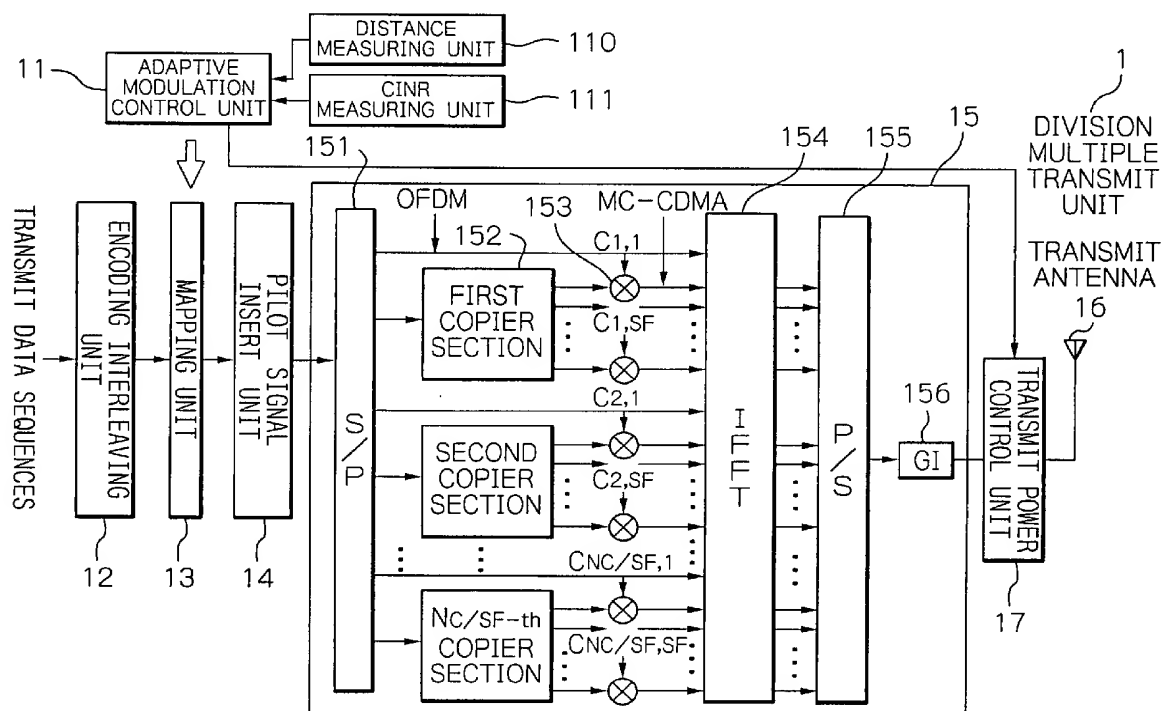
(73) Assignee: **KDDI CORPORATION**, Tokyo (JP)(21) Appl. No.: **10/686,560**(22) Filed: **Oct. 17, 2003**

Fig. 1

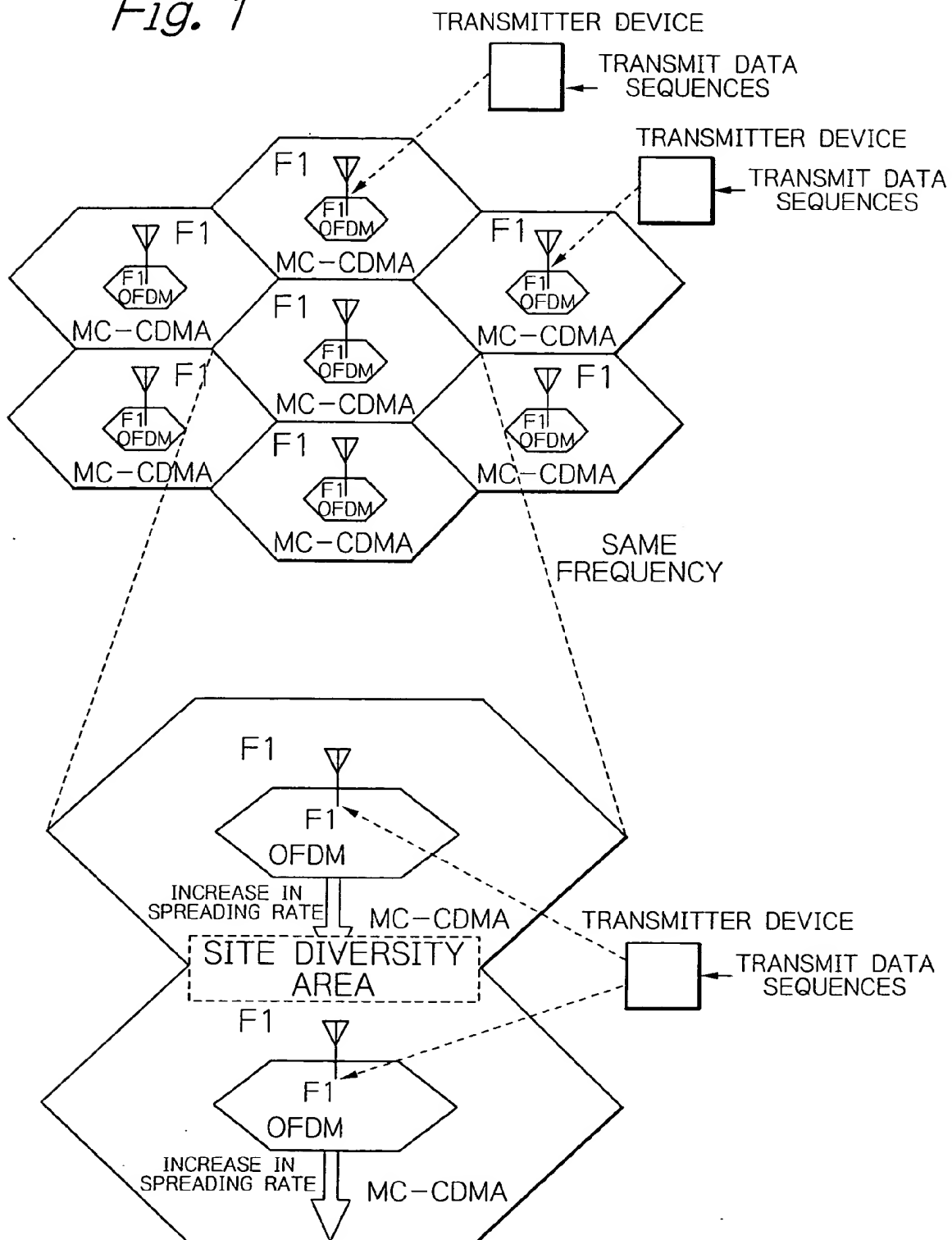


Fig. 2A

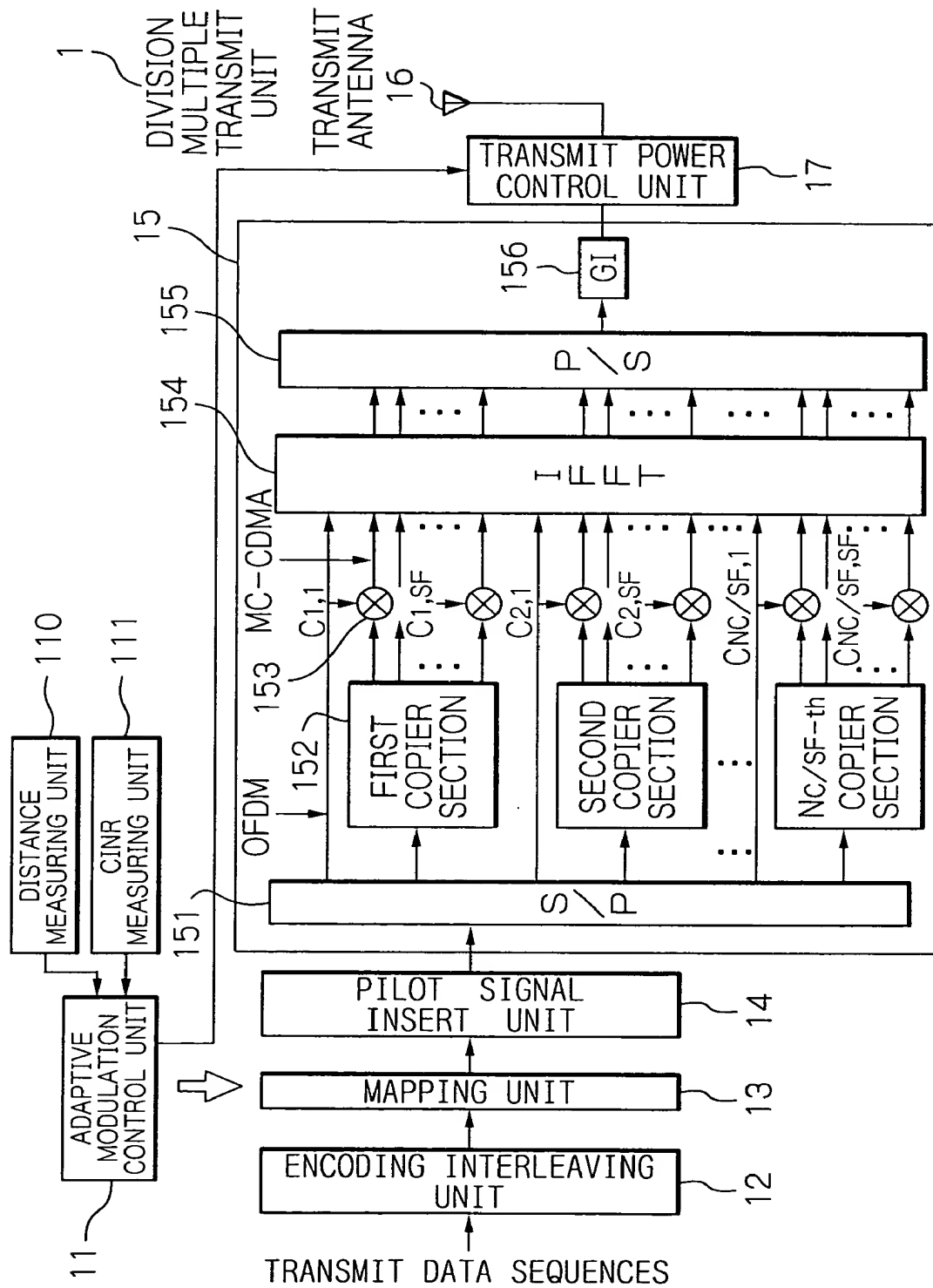


Fig. 2B

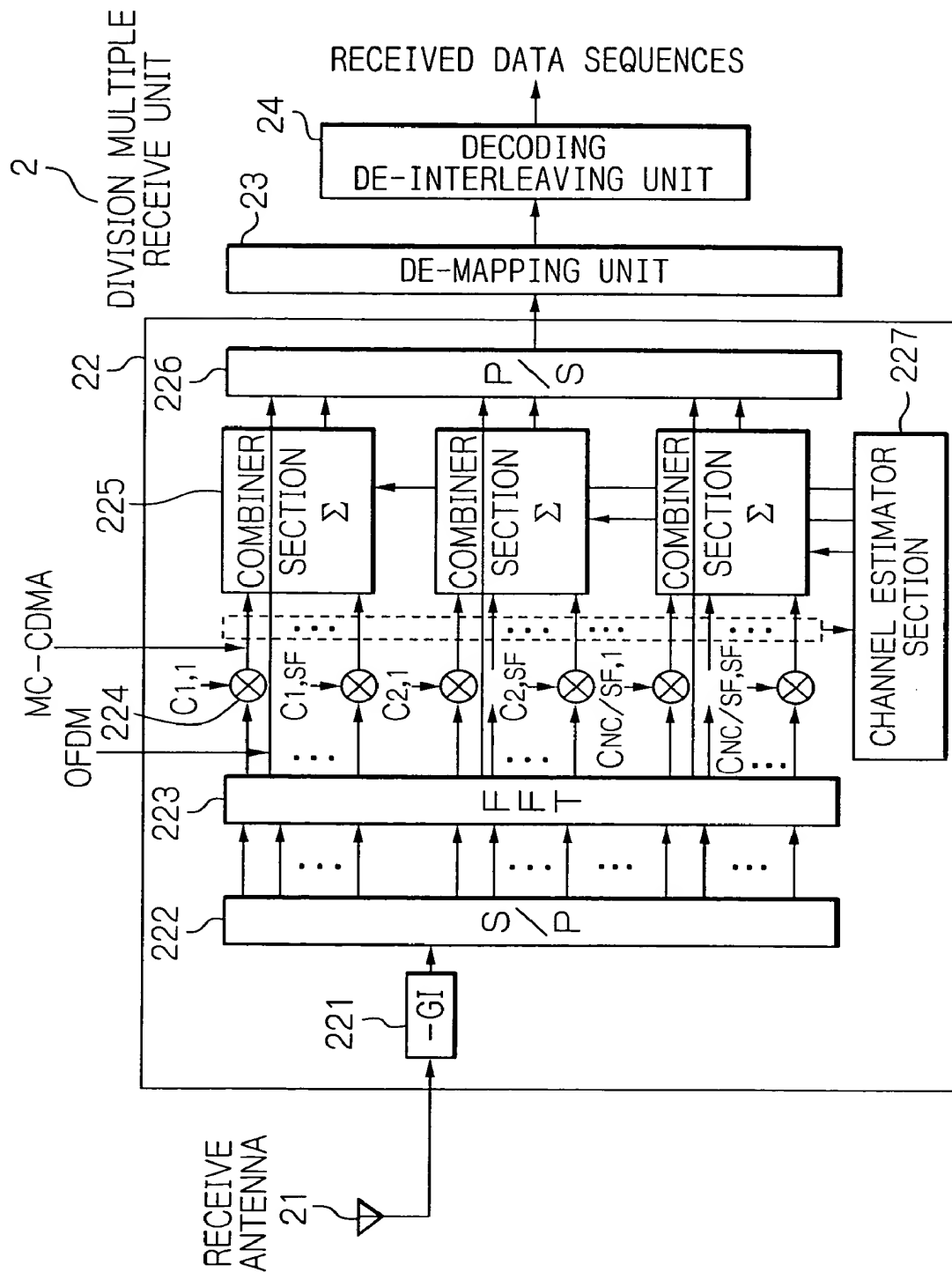
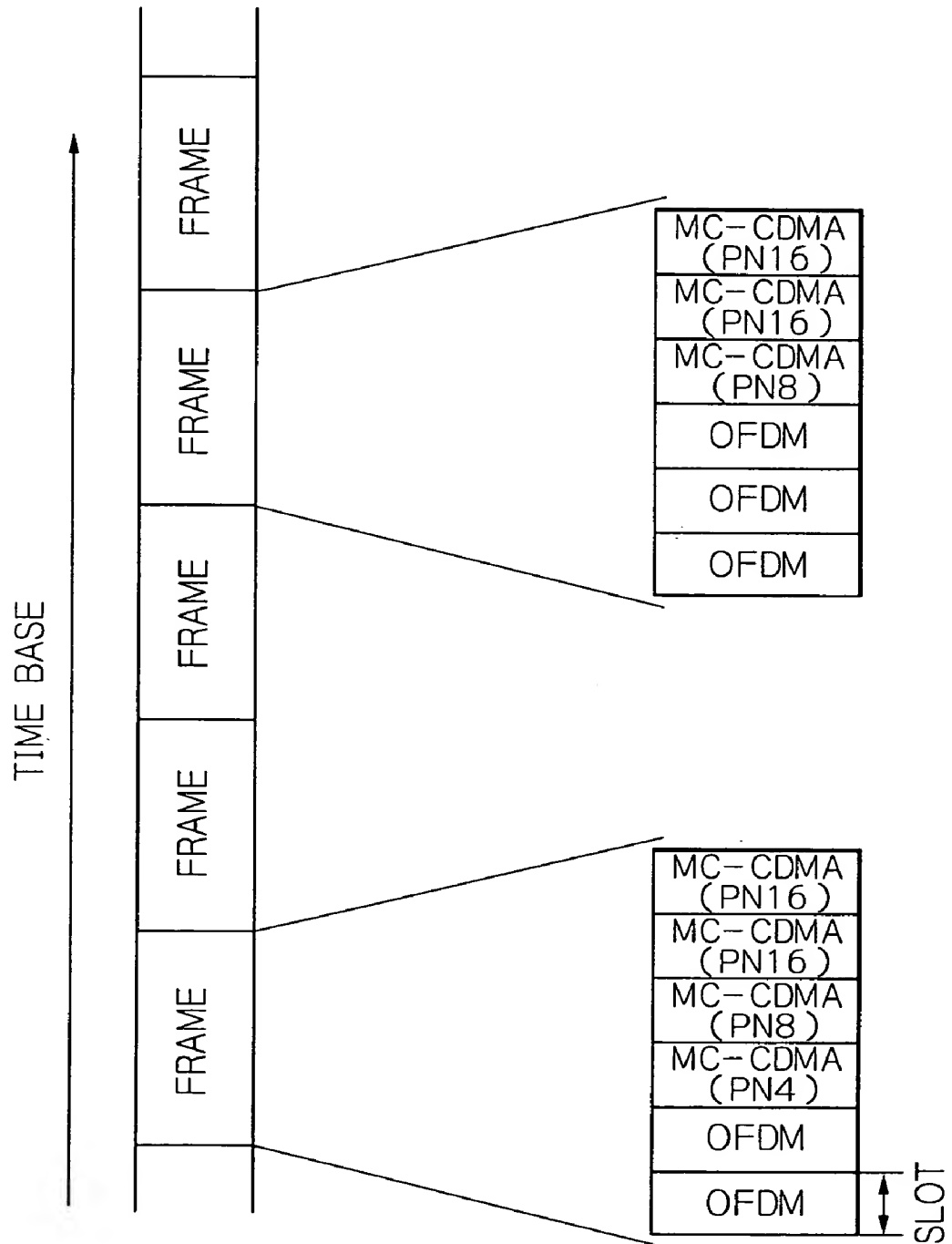


Fig. 3



TRANSMITTER DEVICE AND TRANSMITTING METHOD USING OFDM AND MC-CDMA

FIELD OF THE INVENTION

[0001] The present invention relates to a transmitter device and a transmitting method for a mobile communication system.

DESCRIPTION OF THE RELATED ART

[0002] Recent mobile communication system has IMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000) using CDMA2000 (Code Division Multiple Access-2000) ready for market use. The IMT-2000 can achieve a transmission speed of 144 kbps during movement and 2 Mbps during rest.

[0003] In the future, higher speed and higher quality will be requested for the mobile communication system in order to realize a download of high-definition moving picture or massive file. A 4th generation mobile communication system will be possible to achieve a transmission speed of maximum 20 Mbps during movement and 100 Mbps during rest.

[0004] Such mobile communication system requires to have both a strong tolerance against the declining transmission quality and a high-effect use of frequency. Transmission schemes of an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) that transmits signals in high-speed and high-capacity and a multiple carrier-code division multiple access (MC-CDMA) that transmits spread symbols using a plurality of sub-carriers may satisfy these requirements.

[0005] In the 4th generation mobile communication system, VSF-OFCDM (Variable Spreading Factor-Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing) scheme has proposed in order to achieve both a high-speed and high-capacity transmission and a tolerance against intersymbol interference. This scheme technique is described in MEDA, ARATA, ABETA and SAWAHASHI, "VSF-OFDM using 2-dimensional spreading and its characteristic", RCS, pp. 59-64, May 2002, for example.

[0006] The VSF-OFCDM scheme spreads symbols in two-dimensions of frequency and time and controls radio parameters (a spreading rate in frequency and time domain, modulation scheme, a channel coding rate, the number of code multiplex) in adaptation in response to a propagation conditions.

[0007] In a cellular system using wide band signal, the same frequency is repeatedly used.

[0008] The OFDM scheme has difficulty in transmit high-capacity data through in a low CINR area where interference may occur by the same channels in other cell. The CINR (Carrier to Interference Noise Ratio) means a ratio of carrier power to interference signal power and noise power.

[0009] The MC-CDMA scheme has a problem of a lower transmission speed than that of the OFDM. This is because the MC-CDMA scheme simultaneously transmits the same-copied signal through the respective sub-carriers whereas the OFDM scheme transmits different signals through the respective carriers. In order to solve this problem in the MC-CDMA scheme, a high-speed transmission scheme using code multiplexing is proposed. However, this high-

speed transmission scheme has a problem that a code orthogonal performance deteriorates under a multi-pass environment.

[0010] The VSF-OFCDM scheme includes complex hardware structure in order to perform both a frequency spreading and a time spreading. Furthermore, it is very difficult to independently control the frequency spreading and the time spreading for each user by means of the hardware.

SUMMARY OF THE INVENTION

[0011] It is therefore an object of the present invention to provide a transmitter device and a transmitting method for a mobile communication system by using OFDM and MC-CDMA schemes in order to solve the problems in each scheme mentioned above.

[0012] According to the present invention, a transmitter device for communicating with a plurality of receiver devices in cell through radio channel, the transmitter device includes an OFDM transmission unit, a MC-CDMA transmission unit, and a control unit for selecting either the OFDM transmission unit or the MC-CDMA transmission unit at slot time assigned to the receiver device in response to propagation conditions for the receiver device.

[0013] It is preferred that the control unit dynamically selects a modulation scheme and a channel coding rate in both the OFDM transmission unit and the MC-CDMA transmission unit, and further dynamically selects a spreading rate when using the MC-CDMA transmission unit.

[0014] It is also preferred that the propagation conditions are a distance from the receiver device, and a ratio of carrier power to interference signal power and noise power.

[0015] It is further preferred that the control unit selects the OFDM transmission unit when the distance is short and the a ratio of carrier power to interference signal power and noise power is high, and the MC-CDMA transmission unit when the distance is long or the ratio of carrier power to interference signal power and noise power is low.

[0016] It is still preferred that the propagation conditions further include a delay spread and a maximum Doppler frequency.

[0017] It is preferred that the transmitter device further includes a transmit power control unit for controlling a transmit power at slot time assigned to the receiver device.

[0018] It is also preferred that the transmitter device further includes a unit for performing site diversity to the receiver device sited in a boundary of between the cells so that the transmitter device simultaneously transmits the same signal as other transmitter device in other cell.

[0019] According to the present invention, also, a transmitting method of a device for communicating with a plurality of devices in a cell through radio channels, the transmitting method includes the step of selecting either an OFDM scheme or a MC-CDMA scheme at slot time assigned to the receiver device in response to propagation conditions for the receiver device, and transmitting signal by using the selected scheme.

[0020] It is preferred that the selecting step dynamically selects a modulation scheme and a channel coding rate, and further dynamically selects a spreading rate when using the MC-CDMA scheme.

[0021] It is also preferred that the propagation conditions are a distance from the receiver device and a ratio of carrier power to interference signal power and noise power.

[0022] It is further preferred that the selecting unit selects the OFDM scheme when the distance is short and the ratio of carrier power to interference signal power and noise power is high, and the MC-CDMA scheme when the distance is long or the ratio of carrier power to interference signal power and noise power is low.

[0023] It is still further preferred that the propagation conditions further includes a delay spread and a maximum Doppler frequency.

[0024] It is preferred that the method further comprises a step of controlling a transmit power control at slot time assigned to the receiver device.

[0025] Further objects and advantages of the present invention will be apparent from the following description of the preferred embodiments of the invention as illustrated in the accompanying drawings.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[0026] FIG. 1 illustrates a cell configuration according to the present invention;

[0027] FIGS. 2A and 2B show a block diagram schematically illustrating a configuration of a transmitter device and a receiver device in a preferred embodiment according to the present invention; and

[0028] FIG. 3 illustrates a frame configuration for slot assignment based on a time division multiplexing (TDM) according to the present invention.

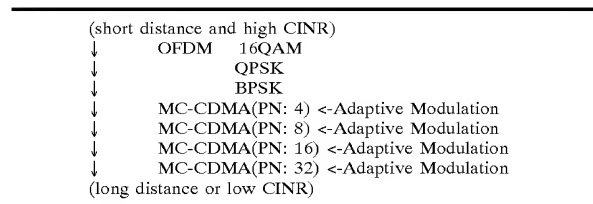
DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENTS

[0029] FIG. 1 schematically illustrates a cell configuration according to the present invention.

[0030] The present invention selectively uses either an OFDM scheme with high-speed transmission or a MC-CDMA scheme with high tolerance against interference signals, in response to propagation conditions. Thereby, a broadband radio communication system with high-speed and high-quality can be provided. The OFDM scheme is used in an area where a distance from a base station is short and where a CINR is high. On the one hand, the MC-CDMA scheme is used in an area where a distance from the base station is long or where the CINR is low. In the multiplexing, the OFDM uses a TDM scheme, and the MC-CDMA uses a CDM (Code Division Multiplexing) or TDM scheme. The OFDM and MC-CDMA scheme are alternated in time base.

[0031] According to the OFDM scheme, it is possible to transmit data at high-speed and high-capacity. However, it is susceptible to interference from other cells in an area where the CINR is low. Thus, in the low CINR area, the transmission quality decreases and therefore, it is difficult to transmit data at high-capacity. In such low CINR area, the transmission quality can be made high by using the MC-CDMA scheme. Furthermore, in order to obtain the maximum throughput in response to change in the propagation conditions, an adaptive modulation and an adaptive control of the channel coding rate may be performed.

[0032] Depending upon increase in the distance from the base station or decrease in the CINR, the spreading rate and the adaptive modulation are controlled as follows. These controls are applied for each receiver device, and performed by an adaptive modulation control unit mentioned later.



[0033] In the configuration of FIG. 1, since each cell uses a microwave band of which an available frequency is limited, one cell repetition is used in order to improve the frequency use efficiency. The one cell repetition means for using the same frequency in adjacent cells. Therefore, the interference at the same frequency may occur between the cells. Of course, the present invention is applicable to N cells repetition that the N frequency bands is placed so that the same frequency may not adjoin if possible.

[0034] In order to reduce the interference applied to other cells as much as possible, it is desired to control a transmitting power in the OFDM scheme at slot time.

[0035] On the one hand, the MC-CDMA scheme has high tolerance against the interference signal, since it copies one signal for each receiver device and the copied signal is multiplexed by different spreading codes.

[0036] For the OFDM and MC-CDMA schemes, a modulation scheme, a channel coding rate and a spreading ratio are dynamically changed based on a distance from the receiver device, a CINR, a delay spreading and/or a maximum Doppler frequency. In addition, in the case of the MC-CDMA scheme, these may be changed based on a position of the receiver device, the number of the receiver devices, the traffic and others.

[0037] As shown in FIG. 1, site diversity is performed in an area near a boundary of the adjacent cell. In such area where the spreading ratio in the MC-CDMA is high and the intersymbol interference tends to occur, the transmission quality tends to greatly deteriorate. Therefore, by performing the site diversity, a certain diversity gain can be obtained without excessively increasing the spreading ratio of the MC-CDMA scheme to improve the transmission quality.

[0038] Whether the site diversity is to be performed or not will be determined based on not only the position of the receiver device but also the number of receiver devices, the traffic and others.

[0039] According to the present invention, since the transmit power and the interference power are reduced by combining the transmit power control in the OFDM scheme and the site diversity effect in the MC-CDMA scheme, the transmission capacity increases.

[0040] Using of MMSE (Minimum Mean Square Error) method and MLD (Maximum Likelihood Detection) method will solve, the intersymbol interference in MC-CDMA generated in the receiver device.

[0041] FIGS. 2A and 2B schematically illustrate a configuration of the transmitter device and the receiver device according to the present invention.

[0042] The transmitter device 1 has, as shown in FIG. 2A, an adaptive modulation control unit 11 for adaptively controlling the modulation scheme and others, an encoding interleaving unit 12 for encoding transmit data sequence by performing error-correction and interleaving the encoded data, a mapping unit 13 for mapping the interleaved data to signal points on a conjugate plane, a pilot signal insertion unit 14, a division multiple transmit unit 15, a transmit antenna 16, and a transmit power control unit 17.

[0043] The adaptive modulation control means 11 controls the scheme and others in response to a distance from a distance measuring unit 110, and to a CINR from a CINR measuring unit 111. The distance measuring unit 110 measures a distance from the receiver device. The CINR measuring unit 111 measures a CINR for the receiver device.

[0044] The division multiple transmit unit 15 converts the serial signal into N_c/SF parallel signals ($S_1, S_2, \dots, S_{N_c/SF}$) at a serial to parallel (S/P) converter section 151. In the case of OFDM, the output signals from the S/P converter section 151 is directly input into the inverse fast-Fourier transform (IFFT) section 154. In case of the MC-CDMA scheme, the output signal respectively is input into a copier section 152. The signal S_i ($i=1, 2, \dots, N_c/SF$) respectively is copied to SF symbols ($S_{1,1}, \dots, S_{1,SF}, S_{2,1}, \dots, S_{2,SF}, \dots, S_{N_c/SF,1}, \dots, S_{N_c/SF,SF}$) at the copier section 152. The copied symbols are multiplied by constants $C_{i,j}$ ($i=1, 2, \dots, N_c/SF, j=1, 2, \dots, SF$) at a spreading section 153. N_c is an integer representing the number of points of an IFFT section or the number of sub-carriers, and SF is an integer and a sub-multiple of N_c .

[0045] In case of the OFDM scheme, the output symbol from the S/P converter section 151 is transformed into values at the respective sample points in a time base at the IFFT section 154. In case of the MC-CDMA scheme, the total $N_c(N_c/SF \cdot SF)$ symbols multiplied are transformed at the IFFT section 154. The parallel signals are converted into a serial signal at a parallel to serial (P/S) converter section 155, and a guard interval is added to the serial signal at a guard interval (GI) section 156. The guard interval is used in order to avoid the intersymbol interference by a delay wave. The serial signal from the GI section 156 is input into the transmit power control unit 17. The transmit control unit 17 controls the transmit power at slot time according to a control signal from the adaptive modulation control unit 11. The serial signal from the unit 17 is transmitted from the transmit antenna 16.

[0046] The receiver device 2 has, as shown in FIG. 2B, a receive antenna 21, a division multiple receive unit 22, a de-mapping unit 23 and a decoding de-interleaving unit 24.

[0047] The division multiple receive unit 22 correlates the preamble signal at a guard interval section 221, and the guard interval is removed. The GI-removed serial signal is converted into $N_c(N_c/SF \cdot SF)$ parallel signals $S_{i,j}$ ($S_{1,1}, \dots, S_{1,SF}, S_{2,1}, \dots, S_{2,SF}, \dots, S_{N_c/SF,1}, \dots, S_{N_c/SF,SF}$) at a serial to parallel (S/P) converter section 222. The converted signal $S_{i,j}$ is transformed into signals at a fast-Fourier transform (FFT) section 223 of N_c points. In case of the OFDM scheme, the output signals from the FFT section 223 is

directly input into a parallel to serial (P/S) converter section 226. In case of the MC-CDMA scheme, the output signal respectively is input into an inverse spreading section 224, and is multiplied by constant $C_{i,j}$ ($C_{1,1}, \dots, C_{1,SF}, C_{2,1}, \dots, C_{2,SF}, \dots, C_{N_c/SF,1}, \dots, C_{N_c/SF,SF}$). Then, a channel estimation result of each sub-carrier obtained from a pilot symbol is output from a channel estimator section 227. A distortion of the propagation path is compensated by using the channel estimation result at combiner sections 225. The signal is inverse-spread on frequency base according to an integration operation of a matching filter.

[0048] In case of the OFDM scheme, the output signal from the FFT section 223 is converted into a serial signal at the P/S converter section 226. In case of the MC-CDMA scheme, the inverse-spread signals are converted to a serial signal at the section 226.

[0049] Finally, the serial signal is de-mapped at the de-mapping unit 23 and is demodulated at the decoding interleaving unit 23, and thus the transmitted signal is reconstituted.

[0050] FIG. 3 schematically illustrates a frame configuration for slot assignment based on the TDM according to the present invention.

[0051] As shown in FIG. 3, based on a frame consisted of a plurality of time slots, the radio parameters (a modulation scheme, a transmission rate, a spreading rate and others) are assigned to each time slot. Thereby, it becomes possible to assign a channel at the optimum according to the number of users, QoS (Quality of Service), the transmission quality and others.

[0052] Random access in an uplink channel fundamentally transmits the packets based on Slotted ALOHA. For example, MC-DS/CDMA (Multiple Carrier-Direct Sequence/Code Division Multiple Access) scheme or SC-DS/CDMA (Single Carrier-Direct Sequence/Code Division Multiple Access) scheme is applicable.

[0053] As mentioned above, according to the present invention, the transmission quality of a radio link is improved by virtue of the high-speed transmission in the OFDM scheme, and the frequency diversity effect and the site diversity effect in the MC-CDMA scheme. Therefore, a broadband radio access transmission in higher-speed and higher-quality can be expected. In particular, the hardware will be relatively simple structure and the transmission speed becomes over 100 Mbps at the maximum, because the frequency domain only is spread for a downlink channel from the base station.

[0054] Specifically, in an area where a distance from a base station is short and CINR is high, the high-speed transmission is achieved by using the OFDM scheme. On the other hand, in an area where a distance from the base station is long or CINR is low, the transmission quality is improved by using the MC-CDMA scheme. This is because the MC-CDMA scheme can use the high spreading rate and the frequency diversity effect. Furthermore, the intersymbol interference is reduced by applying the site diversity for the receiver device in an area between adjacent cells where the interference occurs by the same channel from other cells.

[0055] Many widely different embodiments of the present invention may be constructed without departing from the

spirit and scope of the present invention. It should be understood that the present invention is not limited to the specific embodiments described in the specification, except as defined in the appended claims.

What is claimed is:

1. A transmitter device for communicating with a plurality of receiver devices in a cell through radio channels, said transmitter device comprising:

an OFDM transmission means;

a MC-CDMA transmission means; and

a control means for selecting either said OFDM transmission means or said MC-CDMA transmission means at slot time assigned to the receiver device in response to propagation conditions for the receiver device.

2. The transmitter device as claimed in claim 1, wherein said control means dynamically selects a modulation scheme and a channel coding rate in both said OFDM transmission means and said MC-CDMA transmission means, and further dynamically selects a spreading rate when using said MC-CDMA transmission means.

3. The transmitter device as claimed in claim 1, wherein said propagation conditions are a distance from said receiver device and a ratio of carrier power to interference signal power and noise power.

4. The transmitter device as claimed in claim 3, wherein said control means selects said OFDM transmission means when the distance is short and the a ratio of carrier power to interference signal power and noise power is high, and said MC-CDMA transmission means when the distance is long or the ratio of carrier power to interference signal power and noise power is low.

5. The transmitter device as claimed in claim 3, wherein said propagation conditions further include a delay spread and a maximum Doppler frequency.

6. The transmitter device as claimed in claim 1, wherein said transmitter device further comprises a transmit power control means for controlling a transmit power at slot time assigned to the receiver device.

7. The transmitter device as claimed in claim 1, wherein said transmitter device further comprises a means for performing site diversity to the receiver device sited in a boundary of between said cells so that said transmitter device simultaneously transmits the same signal as other transmitter device in other cell.

8. A transmitting method of a device for communicating with a plurality of devices in a cell through radio channels, said transmitting method comprising the steps of:

selecting either an OFDM scheme or a MC-CDMA scheme at slot time assigned to said receiver device in response to propagation conditions for said receiver device; and

transmitting signal by using said selected scheme.

9. The transmitting method as claimed in claim 8, wherein said selecting step dynamically selects a modulation scheme and a channel coding rate, and further dynamically selects a spreading rate when using said MC-CDMA scheme.

10. The transmitting method as claimed in claim 8, wherein said propagation conditions are a distance from the receiver device and a ratio of carrier power to interference signal power and noise power.

11. The transmitting method as claimed in claim 10, wherein said selecting means selects said OFDM scheme when said distance is short and a ratio of carrier power to interference signal power and noise power is high, and said MC-CDMA scheme when the distance is long or the ratio of carrier power to interference signal power and noise power is low.

12. The transmitting method as claimed in claim 10, wherein said propagation conditions further includes a delay spread and a maximum Doppler frequency.

13. The transmitting method as claimed in claim 8, wherein said method further comprises a step of controlling a transmit power control at slot time assigned to the receiver device.

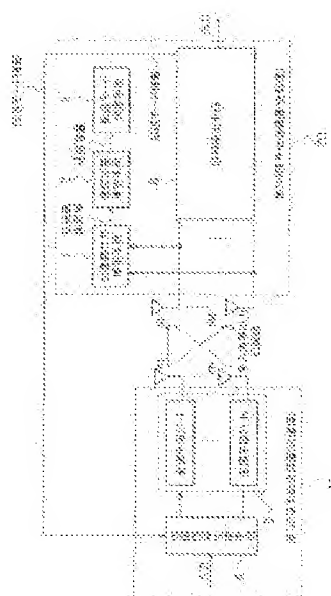
* * * * *

SIGNAL TRANSMISSION SYSTEM, SIGNAL TRANSMISSION METHOD AND TRANSMITTER

Publication number: JP2004194262 (A)
Publication date: 2004-07-08
Inventor(s): ABE TETSUSHI; TOKI SATOSHI; YAMADA TAKESHI; TOMISATO SHIGERU; SUDA HIROTO; SHOMURA TATSURO +
Applicant(s): NTT DOCOMO INC +
Classification:
- **international:** **H04B7/06; H04J99/00; H04B7/04; H04J99/00;** (IPC1-7): H04B7/06; H04J15/00
- **European:**
Application number: JP20030011637 20030120
Priority number(s): JP20030011637 20030120; JP20020305062 20021018

Abstract of JP 2004194262 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce a considerable deterioration in characteristics on a propagation path of high correlation in a spatial multiplex transmission method. ; **SOLUTION:** The signal transmission system for transmitting a signal from a transmitter 10 having a transmission antenna to a receiver 20 having a reception antenna, is provided with a propagation path estimating means 1 for estimating a propagation path estimate indicating a status of a propagation path between the transmission antenna and the reception antenna for each transmission mode designating the transmission antenna to be used for signal transmission, a communication capacity estimating means 2 for estimating communication capacity for each transmission mode from the propagation path estimate, a transmission mode determining means 3 for determining the transmission mode fulfilling desired communication capacity on the basis of the estimated communication capacity for each transmission mode, and a transmitting signal generating means 4 for generating a transmitting signal to be transmitted in accordance with the determined transmission mode. ; **COPYRIGHT:** (C) 2004,JPO&NCIPI



Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-194262

(P2004-194262A)

(43) 公開日 平成16年7月8日(2004.7.8)

(51) Int.Cl.⁷

H04B 7/06

H04J 15/00

F I

H04B 7/06

H04J 15/00

テーマコード (参考)

5K022

5K059

審査請求 未請求 請求項の数 35 O L (全 29 頁)

(21) 出願番号	特願2003-11637 (P2003-11637)	(71) 出願人	392026693 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ
(22) 出願日	平成15年1月20日 (2003.1.20)		東京都千代田区永田町二丁目11番1号
(31) 優先権主張番号	特願2002-305062 (P2002-305062)	(74) 代理人	100083806 弁理士 三好 秀和
(32) 優先日	平成14年10月18日 (2002.10.18)	(74) 代理人	100100712 弁理士 岩▲崎▼ 幸邦
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)	(74) 代理人	100095500 弁理士 伊藤 正和
		(74) 代理人	100101247 弁理士 高橋 俊一
		(72) 発明者	阿部 哲士 東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

最終頁に続く

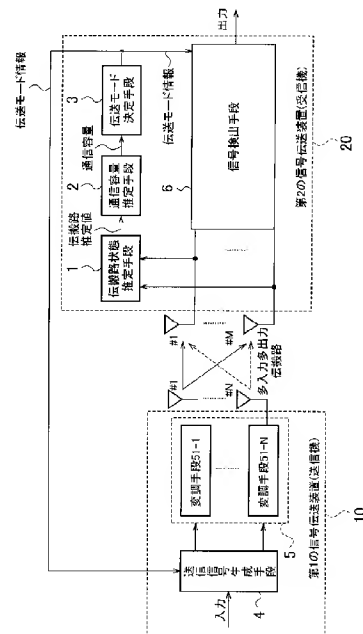
(54) 【発明の名称】 信号伝送システム、信号伝送方法及び送信機

(57) 【要約】

【課題】空間多重送信法において、相関の高い伝搬路における大幅な特性劣化を改善する。

【解決手段】本発明は、送信用アンテナを有する送信機10から受信用アンテナを有する受信機20に信号伝送を行う信号伝送システムであって、信号伝送に使用する送信用アンテナを指定する伝送モード毎に送信用アンテナと受信用アンテナとの間の伝搬路の状態を示す伝搬路推定値を推定する伝搬路推定手段1と、伝搬路推定値から伝送モード毎の通信容量を推定する通信容量推定手段2と、推定された伝送モード毎の通信容量に基づいて所望の通信容量を満たす伝送モードを決定する伝送モード決定手段3と、決定された伝送モードに応じて伝送すべき送信信号を生成する送信信号生成手段4とを備えることを要旨とする。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

送信用アンテナを有する送信機から受信用アンテナを有する受信機に信号伝送を行う信号伝送システムであって、

前記信号伝送に使用する前記送信用アンテナを指定する伝送モード毎に、前記送信用アンテナと前記受信用アンテナとの間の伝搬路の状態を示す伝搬路推定値を推定する伝搬路推定手段と、

前記伝搬路推定値から前記伝送モード毎の通信容量を推定する通信容量推定手段と、

推定された前記伝送モード毎の通信容量に基づいて、所望の通信容量を満たす伝送モードを決定する伝送モード決定手段と、

決定された前記伝送モードに応じて、伝送すべき送信信号を生成する送信信号生成手段とを備えることを特徴とする信号伝送システム。

10

【請求項 2】

前記伝送モードは、利用可能な全ての前記送信用アンテナを用いる伝送モードと、1本の前記送信用アンテナのみを用いる伝送モードとを含むことを特徴する請求項 1 に記載の信号伝送システム。

【請求項 3】

前記伝送モードは、前記受信用アンテナの本数を指定することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の信号伝送システム。

【請求項 4】

前記伝送モードは、利用可能な全ての前記送信用アンテナから互いに独立な信号を送る伝送モードと、利用可能な全ての前記送信用アンテナから互いに従属な信号を送る伝送モードとを含むことを特徴とする請求項 1 乃至 3 のいずれか一項に記載の信号伝送システム。

20

【請求項 5】

前記伝送モードは、前記送信信号の変調多値数又は前記送信信号の符号化率の少なくとも一つを指定することを特徴とする請求項 1 乃至 4 のいずれか一項に記載の信号伝送システム。

【請求項 6】

前記通信容量推定手段は、前記伝搬路推定値を用いて、前記受信機における受信信号の信号電力対干渉電力・雑音電力比 (S I N R) を算出する S I N R 算出手段を有し、

30

前記通信容量推定手段は、前記 S I N R 算出手段によって算出された前記 S I N R に基づいて前記伝送モード毎の通信容量を推定することを特徴とする請求項 1 乃至 5 のいずれか一項に記載の信号伝送システム。

【請求項 7】

前記通信容量推定手段は、

前記伝搬路推定値を用いて、前記伝搬路における空間相関値を算出する空間相関値算出手段と、

前記受信機における受信信号の信号電力対雑音電力比 (S N R) を算出する S N R 算出手段と、

前記空間相関値と前記 S N R とを用いて前記伝送モード毎の通信容量を決定する容量決定手段とを有することを特徴とする請求項 1 乃至 5 のいずれか一項に記載の信号伝送システム。

40

【請求項 8】

前記容量決定手段は、

複数の送信用アンテナを用いる伝送モードでは、前記空間相関値と前記 S N R とを用いて前記伝送モード毎の通信容量を決定し、

1本の送信用アンテナのみを用いる伝送モードでは、前記 S N R のみを用いて前記伝送モード毎の通信容量を決定することを特徴とする請求項 7 に記載の信号伝送システム。

【請求項 9】

前記空間相関値算出手段は、前記信号伝送に使用する前記送信用アンテナの全ての組み合

50

わせにおける空間相関値の最大値又は平均値を、前記空間相関値として算出することを特徴とする請求項 7 又は 8 に記載の信号伝送システム。

【請求項 10】

前記伝送モード決定手段により決定された前記伝送モードを、前記送信信号生成手段に通知する通知手段を有することを特徴とする請求項 1 乃至 9 に記載の信号伝送システム。

【請求項 11】

送信用アンテナを有する送信機から受信用アンテナを有する受信機に信号伝送を行う信号伝送方法であって、

前記信号伝送に使用する前記送信用アンテナを指定する伝送モード毎に、前記送信用アンテナと前記受信用アンテナとの間の伝搬路の状態を示す伝搬路推定値を推定する工程 A と

10

、前記伝搬路推定値から前記伝送モード毎の通信容量を推定する工程 B と、

推定された前記伝送モード毎の通信容量に基づいて、所望の通信容量を満たす伝送モードを決定する工程 C と、

決定された前記伝送モードに応じて、伝送すべき送信信号を生成する工程 D とを有することを特徴とする信号伝送方法。

【請求項 12】

前記伝送モードは、利用可能な全ての前記送信用アンテナを用いる伝送モードと、1 本の前記送信用アンテナのみを用いる伝送モードとを含むことを特徴する請求項 11 に記載の信号伝送方法。

20

【請求項 13】

前記伝送モードは、前記受信用アンテナの本数を指定することを特徴とする請求項 11 又は 12 に記載の信号伝送方法。

【請求項 14】

前記伝送モードは、利用可能な全ての前記送信用アンテナから互いに独立な信号を送る伝送モードと、利用可能な全ての前記送信用アンテナから互いに従属な信号を送る伝送モードとを含むことを特徴とする請求項 11 乃至 13 のいずれか一項に記載の信号伝送方法。

【請求項 15】

前記伝送モードは、前記送信信号の変調多値数又は前記送信信号の符号化率の少なくとも一つを指定することを特徴とする請求項 11 乃至 14 のいずれか一項に記載の信号伝送方法。

30

【請求項 16】

前記工程 B において、前記伝搬路推定値を用いて、前記受信機における受信信号の信号電力対干渉電力・雑音電力比 (S I N R) を算出し、算出した該 S I N R に基づいて前記伝送モード毎の通信容量を推定することを特徴とする請求項 11 乃至 15 のいずれか一項に記載の信号伝送方法。

【請求項 17】

前記工程 B は、

前記伝搬路推定値を用いて、前記伝搬路における空間相関値を算出する工程 B 1 と、

前記受信機における受信信号の信号電力対雑音電力比 (S N R) を算出する工程 B 2 と、

40

前記空間相関値と前記 S N R とを用いて前記伝送モード毎の通信容量を決定する工程 B 3 とを有することを特徴とする請求項 11 乃至 15 のいずれか一項に記載の信号伝送方法。

【請求項 18】

前記工程 B 3 において、

複数の送信用アンテナを用いる伝送モードでは、前記空間相関値と前記 S N R とを用いて前記伝送モード毎の通信容量を決定し、

1 本の送信用アンテナのみを用いる伝送モードでは、前記 S N R のみを用いて前記伝送モード毎の通信容量を決定することを特徴とする請求項 17 に記載の信号伝送方法。

【請求項 19】

前記工程 B 1 において、前記信号伝送に使用する前記送信用アンテナの全ての組み合わせ

50

における空間相関値の最大値又は平均値を、前記空間相関値として算出することを特徴とする請求項 7 又は 8 に記載の信号伝送方法。

【請求項 20】

前記工程 C において、決定された前記伝送モードを前記送信機に通知し、
前記工程 D において、通知された前記伝送モードに応じて前記送信信号を生成することを特徴とする請求項 11 乃至 19 に記載の信号伝送方法。

【請求項 21】

受信用アンテナを有する受信機に送信用アンテナを介して送信信号を送信する送信機であって、

使用する前記送信用アンテナを指定する伝送モード毎に、前記送信用アンテナと前記受信アンテナとの間の伝搬路の状態を示す伝搬路推定値を推定する伝搬路推定手段と、
前記伝搬路推定値から前記伝送モード毎の通信容量を推定する通信容量推定手段と、
推定された前記伝送モード毎の通信容量に基づいて、所望の通信容量を満たす伝送モードを決定する伝送モード決定手段と、
決定された前記伝送モードに応じて、前記送信信号を生成する送信信号生成手段とを備えることを特徴とする送信機。

【請求項 22】

受信用アンテナを有する受信機に送信用アンテナを介して送信信号を送信する送信機であって、

前記受信機は、前記送信信号の送信に使用する前記送信用アンテナを指定する伝送モード毎に前記送信用アンテナと前記受信アンテナとの間の伝搬路の状態を示す伝搬路推定値を推定する伝搬路推定手段と、推定された前記伝搬路推定値から前記伝送モード毎の通信容量を推定する通信容量推定手段と、推定された前記伝送モード毎の通信容量に基づいて所望の通信容量を満たす伝送モードを決定する伝送モード決定手段とを具備し、
前記受信機の伝送モード決定手段によって決定された前記伝送モードを取得し、取得した前記伝送モードに応じて前記送信信号を生成する送信信号生成手段を備えることを特徴とする送信機。

【請求項 23】

前記伝送モードは、利用可能な全ての前記送信用アンテナを用いる伝送モードと、1 本の前記送信用アンテナのみを用いる伝送モードとを含むことを特徴する請求項 21 又は 22 に記載の送信機。

【請求項 24】

前記伝送モードは、前記受信アンテナの本数を指定することを特徴とする請求項 21 乃至 23 のいずれか一項に記載の送信機。

【請求項 25】

前記伝送モードは、利用可能な全ての前記送信用アンテナから互いに独立な信号を送る伝送モードと、利用可能な全ての前記送信用アンテナから互いに従属な信号を送る伝送モードとを含むことを特徴とする請求項 21 乃至 24 のいずれか一項に記載の送信機。

【請求項 26】

前記伝送モードは、前記送信信号の変調多値数又は前記送信信号の符号化率の少なくとも一つを指定することを特徴とする請求項 21 乃至 25 のいずれか一項に記載の送信機。

【請求項 27】

前記通信容量推定手段は、前記伝搬路推定値を用いて、受信信号の信号電力対干渉電力・雑音電力比 (S I N R) を算出する S I N R 算出手段を有し、
前記通信容量推定手段は、前記 S I N R 算出手段によって算出された前記 S I N R に基づいて前記伝送モード毎の通信容量を推定することを特徴とする請求項 21 乃至 26 のいずれか一項に記載の送信機。

【請求項 28】

前記通信容量推定手段は、
前記伝搬路推定値を用いて、前記伝搬路における空間相関値を算出する空間相関値算出手

段と、

受信信号の信号電力対雑音電力比（ S/N ）を算出する S/N 算出手段と、

前記空間相関値と前記 S/N とを用いて前記伝送モード毎の通信容量を決定する容量決定手段とを有することを特徴とする請求項 21 乃至 26 のいずれか一項に記載の送信機。

【請求項 29】

前記容量決定手段は、

複数の送信用アンテナを用いる伝送モードでは、前記空間相関値と前記 S/N とを用いて前記伝送モード毎の通信容量を決定し、

1本の送信用アンテナのみを用いる伝送モードでは、前記 S/N のみを用いて前記伝送モード毎の通信容量を決定することを特徴とする請求項 28 に記載の送信機。

10

【請求項 30】

前記空間相関値算出手段は、前記信号伝送に使用する前記送信用アンテナの全ての組み合わせにおける空間相関値の最大値又は平均値を、前記空間相関値として算出することを特徴とする請求項 28 又は 29 に記載の送信機。

【請求項 31】

前記受信機は、前記伝送モード決定手段により決定された前記伝送モードを、前記送信機の送信信号生成手段に通知する通知手段を有することを特徴とする請求項 21 乃至 30 のいずれか一項に記載の送信機。

【請求項 32】

前記通信容量推定手段は、前記伝搬路推定値から前記伝送モード毎の通信容量を推定すると共に、該伝送モード毎の通信容量が最大となる電力分配値を計算し、

20

前記伝送モード決定手段は、推定された前記伝送モード毎の前記通信容量及び前記電力分配値に基づいて、所望の通信容量を満たす伝送モードを決定し、

前記送信信号生成手段は、決定された前記伝送モード及び前記電力分配値に応じて前記送信信号を生成することを特徴とする請求項 1 に記載の信号伝送システム。

【請求項 33】

前記通信容量推定手段は、前記伝搬路推定値を用いて、前記受信機における受信信号の信号電力対干渉電力・雑音電力比（ $S/I+N$ ）を算出する $S/I+N$ 算出手段と、

算出された前記 $S/I+N$ を用いて前記伝送モード毎の通信容量が最大となる前記電力分配値を計算する電力分配値計算手段とを具備することを特徴とする請求項 32 に記載の信号伝送システム。

30

【請求項 34】

前記工程 B において、前記伝搬路推定値から前記伝送モード毎の通信容量を推定すると共に、該伝送モード毎の通信容量が最大となる電力分配値を計算し、

前記工程 C において、推定された前記伝送モード毎の前記通信容量及び前記電力分配値に基づいて、所望の通信容量を満たす伝送モードを決定し、

前記工程 D において、決定された前記伝送モード及び前記電力分配値に応じて前記送信信号を生成することを特徴とする請求項 11 に記載の信号伝送方法。

【請求項 35】

前記工程 B は、

40

前記伝搬路推定値を用いて、前記受信機における受信信号の信号電力対干渉電力・雑音電力比（ $S/I+N$ ）を算出する工程 B11 と、

算出された前記 $S/I+N$ を用いて前記伝送モード毎の通信容量が最大となる前記電力分配値を計算する工程 B12 とを有することを特徴とする請求項 34 に記載の信号伝送方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、無線通信における多入力多出力通信において利用可能な信号伝送システム、信号伝送方法及び送信機に関する。

【0002】

50

【従来の技術】

近年、複数の送信用アンテナを用いて信号伝送を行う多入力多出力(Multiple Input and Multiple Output: MIMO)通信システムが、将来の大容量通信システムとして注目されている。従来、複数の送信用アンテナを用いて信号伝送を行う方式(以下、複数アンテナ送信方式)として、送信ダイバーシチ、送信ビームフォーミング、空間多重送信法が知られている。

【0003】

図17に、これらの方式の一つである空間多重送信法の構成を示す。図17に示すように、空間多重送信法は、第1の信号伝送装置10の送信信号生成手段4において生成されたアンテナ毎の信号を、変調手段51-1乃至51-Nで変調し、複数の送信用アンテナ#1乃至#Nを介して第2の信号伝送装置20に送信する方式である。

10

【0004】

ここで、第1の信号伝送装置10から送信された信号は、送信用アンテナ#1乃至#N及び受信用アンテナ#1乃至#Mにより形成される多入力多出力伝搬路(以下、MIMO伝搬路)を経て、第2の信号伝送装置20で受信され、第2の信号伝送装置20の信号検出手段6で検出される。

【0005】

このように、空間多重送信法は、異なる送信用アンテナを介して同時刻及び同周波数上で独立な信号を送信するため、より大きい伝送容量を得ることが可能である。空間多重送信法を用いた信号伝送システムの具体的な構成として、例えば、非特許文献1に開示されたものが提案されている。

20

【0006】

【非特許文献1】

V. Tarokh, H. Jafarkhani及びA. R. Calderbank著、「Space-time block coding for wireless communications: Performance results」、IEEE J. Select. Areas Commun. vol. 17、451乃至460頁、1999年8月

【0007】

【特許文献1】

特開2002-50990号公報

30

【0008】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、従来の空間多重送信法を用いた信号伝送システムでは、第2の信号伝送装置(受信機)20が、複数の送信用アンテナ#1乃至#N及び受信用アンテナ#1乃至#Mによって構成される多入力多出力伝搬路の独立性(低相関性)を利用して同一チャネル上の複数の信号を分離して検出する。したがって、第1の信号伝送装置(送信機)10と第2の信号伝送装置(受信機)20との間に見通しがある場合など、MIMO伝搬路の相関が高くなる場合は、第2の信号伝送装置(受信機)20による信号分離特性が劣化するため、従来の空間多重送信法を用いた信号伝送システムによって達成可能な通信容量が大幅に劣化するという問題点があった。

40

【0009】

そこで、本発明は、以上の点に鑑みてなされたもので、空間多重送信法を用いた場合であっても、相関の高いMIMO伝搬路における大幅な特性劣化を改善することのできる信号伝送システム、信号伝送方法及び送信機を提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】

本発明の第1の特徴は、送信用アンテナを有する送信機から受信用アンテナを有する受信機に信号伝送を行う信号伝送システムであって、前記信号伝送に使用する前記送信用アンテナを指定する伝送モード毎に、前記送信用アンテナと前記受信用アンテナとの間の伝搬

50

路の状態を示す伝搬路推定値を推定する伝搬路推定手段と、前記伝搬路推定値から前記伝送モード毎の通信容量を推定する通信容量推定手段と、推定された前記伝送モード毎の通信容量に基づいて、所望の通信容量を満たす伝送モードを決定する伝送モード決定手段と、決定された前記伝送モードに応じて、伝送すべき送信信号を生成する送信信号生成手段とを備えることを要旨とする。

【0011】

本発明の第1の特徴において、前記伝送モードが、利用可能な全ての前記送信用アンテナを用いる伝送モードと、1本の前記送信用アンテナのみを用いる伝送モードとを含むことが好ましい。

【0012】

また、本発明の第1の特徴において、前記伝送モードが、前記受信用アンテナの本数を指定することが好ましい。

【0013】

また、本発明の第1の特徴において、前記伝送モードが、利用可能な全ての前記送信用アンテナから互いに独立な信号を送る伝送モードと、利用可能な全ての前記送信用アンテナから互いに従属な信号を送る伝送モードとを含むことが好ましい。

【0014】

また、本発明の第1の特徴において、前記伝送モードが、前記送信信号の変調多値数又は前記送信信号の符号化率の少なくとも一つを指定することが好ましい。

【0015】

また、本発明の第1の特徴において、前記通信容量推定手段が、前記伝搬路推定値を用いて、前記受信機における受信信号の信号電力対干渉電力・雑音電力比(SINR)を算出するSINR算出手段を有し、前記通信容量推定手段が、前記SINR算出手段によって算出された前記SINRに基づいて前記伝送モード毎の通信容量を推定することが好ましい。

【0016】

また、本発明の第1の特徴において、前記通信容量推定手段が、前記伝搬路推定値を用いて、前記伝搬路における空間相関値を算出する空間相関値算出手段と、前記受信機における受信信号の信号電力対雑音電力比(SNR)を算出するSNR算出手段と、前記空間相関値と前記SNRとを用いて前記伝送モード毎の通信容量を決定する容量決定手段とを有することが好ましい。

【0017】

また、本発明の第1の特徴において、前記容量決定手段が、複数の送信用アンテナを用いる伝送モードでは、前記空間相関値と前記SNRとを用いて前記伝送モード毎の通信容量を決定し、1本の送信用アンテナのみを用いる伝送モードでは、前記SNRのみを用いて前記伝送モード毎の通信容量を決定することが好ましい。

【0018】

また、本発明の第1の特徴において、前記空間相関値算出手段が、前記信号伝送に使用する前記送信用アンテナの全ての組み合わせにおける空間相関値の最大値又は平均値を、前記空間相関値として算出することが好ましい。

【0019】

また、本発明の第1の特徴において、前記伝送モード決定手段により決定された前記伝送モードを、前記送信信号生成手段に通知する通知手段を有することが好ましい。

【0020】

また、本発明の第1の特徴において、前記通信容量推定手段が、前記伝搬路推定値から前記伝送モード毎の通信容量を推定すると共に、該伝送モード毎の通信容量が最大となる電力分配値を計算し、前記伝送モード決定手段は、推定された前記伝送モード毎の前記通信容量及び前記電力分配値に基づいて、所望の通信容量を満たす伝送モードを決定し、前記送信信号生成手段は、決定された前記伝送モード及び前記電力分配値に応じて前記送信信号を生成することが好ましい。

10

20

30

40

50

【0021】

また、本発明の第1の特徴において、前記通信容量推定手段が、前記伝搬路推定値を用いて、前記受信機における受信信号の信号電力対干渉電力・雑音電力比（S I N R）を算出するS I N R算出手段と、算出された前記S I N Rを用いて前記伝送モード毎の通信容量が最大となる前記電力分配値を計算する電力分配値計算手段とを具備することが好ましい。

【0022】

かかる発明によれば、送信用アンテナ及び受信用アンテナの組み合わせにより形成されるM I M O伝搬路における伝送モード毎の伝搬路推定値（相関値、信号電力対干渉電力・雑音電力（以下、S I N R）、信号電力対雑音電力値（以下、S N R）等の伝搬路の状態）を推定し、推定した伝搬路推定値を用いて推定した伝送モード毎の通信容量に応じて適切な伝送モードを選択することができる。

10

【0023】

したがって、かかる発明によれば、送信機と受信機との間のM I M O伝搬路の状態を把握し、当該M I M O伝搬路の状態に適した信号伝送を行うことにより、当該M I M O伝搬路の通信容量の大幅な劣化を回避し、常に高い通信容量を得ることができる。この結果、かかる発明によれば、1本の送信用アンテナを用い、M I M O伝搬路のS N Rに応じて符号化率や変調多値数を適応的に設定する既存技術である適応変復調技術と比して、高い通信容量を得ることができる。

【0024】

また、かかる発明によれば、受信機において伝送モードの決定を行い、決定した伝送モードを送信機に通知するなど、複数の装置を協調させてM I M O伝搬路の設定を行うことができるため、システムの多様化を図ることができる。

20

【0025】

本発明の第2の特徴は、送信用アンテナを有する送信機から受信用アンテナを有する受信機に信号伝送を行う信号伝送方法であって、前記信号伝送に使用する前記送信用アンテナを指定する伝送モード毎に、前記送信用アンテナと前記受信用アンテナとの間の伝搬路の状態を示す伝搬路推定値を推定する工程Aと、前記伝搬路推定値から前記伝送モード毎の通信容量を推定する工程Bと、推定された前記伝送モード毎の通信容量に基づいて、所望の通信容量を満たす伝送モードを決定する工程Cと、決定された前記伝送モードに応じて、伝送すべき送信信号を生成する工程Dとを有することを要旨とする。

30

【0026】

本発明の第3の特徴は、受信用アンテナを有する受信機に送信用アンテナを介して送信信号を送信する送信機であって、使用する前記送信用アンテナを指定する伝送モード毎に、前記送信用アンテナと前記受信用アンテナとの間の伝搬路の状態を示す伝搬路推定値を推定する伝搬路推定手段と、前記伝搬路推定値から前記伝送モード毎の通信容量を推定する通信容量推定手段と、推定された前記伝送モード毎の通信容量に基づいて、所望の通信容量を満たす伝送モードを決定する伝送モード決定手段と、決定された前記伝送モードに応じて、前記送信信号を生成する送信信号生成手段とを備えることを要旨とする。

【0027】

本発明の第4の特徴は、受信用アンテナを有する受信機に送信用アンテナを介して送信信号を送信する送信機であって、前記受信機が、前記送信信号の送信に使用する前記送信用アンテナを指定する伝送モード毎に前記送信用アンテナと前記受信用アンテナとの間の伝搬路の状態を示す伝搬路推定値を推定する伝搬路推定手段と、推定された前記伝搬路推定値から前記伝送モード毎の通信容量を推定する通信容量推定手段と、推定された前記伝送モード毎の通信容量に基づいて所望の通信容量を満たす伝送モードを決定する伝送モード決定手段とを具備し、前記受信機の伝送モード決定手段によって決定された前記伝送モードを取得し、取得した前記伝送モードに応じて前記送信信号を生成する送信信号生成手段を備えることを要旨とする。

40

【0028】

50

【発明の実施の形態】

(本発明の第1の実施形態)

図1乃至図4を参照して、本発明の第1の実施形態について説明する。図1は、本実施形態に係る信号伝送システムの構成を示すブロック図である。

【0029】

図1に示すように、本実施形態に係る信号伝送システムは、送信用アンテナ#1乃至#Nを有する第1の信号伝送装置(送信機)10から受信用アンテナ#1乃至#Mを有する第2の信号伝送装置(受信機)20に信号伝送を行うものである。

【0030】

本実施形態に係る信号伝送システムは、第2の信号伝送装置20によって決定された伝送モードに基づいて、第1の信号伝送装置10と第2の信号伝送装置20との間で形成されるMIMO伝搬経路を介して信号伝送を行う。なお、本実施形態では、第1の信号伝送装置10が送信機となり、第2の信号伝送装置20が受信機となった場合を例に説明する。

10

【0031】

具体的に、本実施形態に係る信号伝送システムは、図1に示すように、伝搬路状態推定手段1と、通信容量推定手段2と、伝送モード決定手段3と、伝送モードに応じた送信信号生成手段4と、各送信用アンテナ毎に設けられた変調手段5と、信号検出手段6とを具備する。

【0032】

伝搬路状態推定手段1は、信号伝送に使用する送信用アンテナを指定する伝送モード毎に、送信用アンテナ#1乃至#Nと受信用アンテナ#1乃至#Mとの間のMIMO伝搬路の状態を示す伝搬路推定値(各MIMO伝搬路における信号の位相や振幅、受信用アンテナに付加される雑音電力や干渉電力等)を推定するモジュールである。本実施形態では、伝搬路状態推定手段1は、第2の信号伝送装置20に設けられている。

20

【0033】

伝搬路状態推定手段1は、ある一定時間に、各送信用アンテナから、第2の信号伝送装置20において既知なパイロット信号を受信することによって、伝搬路推定値を推定する。なお、伝送モードについては、後述する。

【0034】

通信容量推定手段2は、伝搬路状態推定手段1から入力された伝搬路推定値に基づいて、伝送モード毎の通信容量を決定するモジュールである。本実施形態では、通信容量推定手段2は、第2の信号伝送装置20に設けられている。

30

【0035】

具体的には、通信容量推定手段2は、図2に示すように、SINR推定手段21-1乃至21-Wと、容量決定手段22-1乃至22-Wとにより構成される。

【0036】

SINR推定手段21は、伝搬路状態推定手段1から入力された伝搬路推定値を用いて、各伝送モード(1乃至W)について、第2の信号伝送装置20における受信処理後の受信信号のSINRを推定するモジュールである。

【0037】

例えば、SINR推定手段21は、MMSE(出力誤差最小基準)フィルタで信号の受信を行う場合、入力された伝搬路推定値よりMMSEフィルタ係数を算出し、算出されたMMSEフィルタ係数及び入力された伝搬路推定値を用いてSINRを算出する。

40

【0038】

また、SINR推定手段21は、空間多重送信法を用いる伝送モードにおいては、空間多重されている複数の信号を検出するため、検出する信号毎にフィルタを求める。この結果、SINRは、当該複数の信号の分だけ算出される。

【0039】

容量決定手段22は、SINR推定手段21により推定されたSINRに基づいて伝送モード毎の通信容量を推定するモジュールである。

50

【0040】

例えば、容量決定手段22は、SINR推定手段21により推定されたSINRに基づいて伝送モード毎のフレーム誤り率FERを算出し、算出したフレーム誤り率FERと変調多値数Pとを用いて「 $(1 - FER) \times P$ 」を算出することによって伝送モード毎の通信容量を推定することができる。

【0041】

また、容量決定手段22は、空間多重送信法を用いる場合は、多重されている信号毎の通信容量を個別に算出し、算出した通信容量を合計することによって空間多重送信法における通信容量を推定することができる。

【0042】

伝送モード決定手段3は、SINR推定手段21により推定された伝送モード毎の通信容量に基づいて、所望の通信容量を満たす伝送モードを決定するモジュールである。本実施形態では、伝送モード決定手段3は、第2の信号伝送装置20に設けられている。伝送モード決定手段3は、決定した伝送モードを第1の信号伝送装置10の送信信号生成手段4に出力する。

【0043】

送信信号生成手段4は、伝送モード決定手段3により決定された伝送モードに応じて、伝送すべき送信信号を生成するモジュールである。

【0044】

図8は、送信信号生成手段4の構成及び動作を示す説明図である。本実施形態では、図8に示すように、送信信号生成手段4は、分配機41と、符号機42及び43とから構成されている。

【0045】

分配機41は、伝送モード決定手段3から送信された伝送モードを示す伝送モード情報を取得し、取得した伝送モードに基づいて送信信号（入力）を分配するモジュールである。

【0046】

伝送モード1の場合、分配機41は、図8(a)に示すように、入力1系列を2系列に分割する直列並列変換器として機能する。一方、伝送モード2乃至5の場合、分配機41は、図8(b)又は(c)に示すように、送信用アンテナ#1又は#2を選択する選択器として機能する。

【0047】

本実施形態では、符号機42は、アンテナ#1を介して送信する送信信号用に設けられており、符号機43は、アンテナ#2を介して送信する送信信号用に設けられている。

【0048】

変調手段5は、伝送モード毎に定められた変調多値数Pに基づいて、各送信用アンテナ#1乃至#Nにより送信される送信信号を変調するモジュールである。

【0049】

信号検出手段6は、第2の信号伝送装置20で受信された信号から、必要な信号を検出して復調するモジュールである。

【0050】

表1乃至3を参照して、上述の伝送モードの例を説明する。表1に、伝送モードの第1の例の内容を示し、表2に、伝送モードの第2の例の内容を示し、表3に、伝送モードの第3の例の内容を示す。

【0051】

【表1】

10

20

30

40

伝送モード	アンテナ番号	変調多値数
1	#1, #2 (の2本)	QPSK
2	#1 (のみ)	QPSK
3	#2 (のみ)	QPSK
4	#1 (のみ)	16QAM
5	#2 (のみ)	16QAM

10

伝送モードの第1の例では、2本の送信用アンテナ#1及び#2について、5種類の伝送モード1乃至5が設けられている。各伝送モード1乃至5は、第1の信号伝送装置10が使用する送信用アンテナの番号及び変調多値数を指定する。

【0052】

表1において、伝送モード1は、送信用アンテナ#1及び#2を使用して空間多重を行い、各送信用アンテナ#1又は#2においてQPSK変調を用いるモードである。

【0053】

また、伝送モード2及び3は、送信用アンテナ#1又は#2のみを使用して単一アンテナ送信を行うものであり、各送信用アンテナ#1又は#2においてQPSK変調を用いるモードである。

20

【0054】

また、伝送モード4及び5は、送信用アンテナ#1又は#2のみを使用して単一アンテナ送信を行うものであり、各送信用アンテナ#1又は#2において16QAM変調を用いるモードである。

【0055】

なお、本実施形態において、各伝送モードの送信電力の総和は、一定に保つものとする。すなわち、2本の送信用アンテナ#1及び#2を使用して空間多重を行う場合、送信用アンテナ1本あたりの送信電力は、単一アンテナ送信を行う場合の送信用アンテナ1本あたりの送信電力の半分となる。

30

【0056】

なお、送信用アンテナの本数によって、種々の内容の伝送モードを定義することができる。

【0057】

例えば、3本の送信用アンテナ#1乃至#3を用いる信号伝送システムにおいては、全てのアンテナ#1乃至#3を使用して空間多重を行う伝送モードや、2本のアンテナ#1及び#3を使用して空間多重を行う伝送モードや、2本のアンテナ#2及び#3を使用して空間多重を行う伝送モード等を定義することができる。

【0058】

また、1本のアンテナ#3のみを使用して単一アンテナ送信を行う伝送モード等を定義することができる。さらに、複数の符号化率や変調多値数を考慮すれば、さらに多くの伝送モードを定義することができる。

40

【0059】

なお、第1の例では、伝送モードの要素として送信用アンテナの本数を指定しているが、受信用アンテナの本数を指定することも可能である。すなわち、受信用アンテナの本数を減らしても、受信電力が十分得られるようなMIMO伝搬路においては、受信用アンテナの本数を減らして受信機の消費電力を低減することができる。

【0060】

【表2】

伝送モード	送信方法 (アンテナ本数)	変調多値数
1	空間多重 (2本)	QPSK
2	時空間ブロック 符号化 (2本)	8PSK

伝送モードの第2の例では、2本の送信アンテナ#1及び#2を使用する2つの伝送モードが設けられている。第2の例における伝送モード1と伝送モード2とは、2本の送信アンテナ#1及び#2の利用の仕方が異なる。

【0061】

表2において、伝送モード1は、2本の送信用アンテナ#1及び#2の各々から、互いに独立な信号を送信する空間多重送信法を用いるものである。

【0062】

一方、伝送モード2は、時空間ブロック符号化を用いて、2本の送信用アンテナ#1及び#2の各々から、互いに従属な信号を送信する送信方法である。時空間ブロック符号化の詳細は、上述の非特許文献1に示されている。

【0063】

【表3】

伝送モード	送信方法 (アンテナ本数)	変調多値数
1	空間多重 (2本)	QPSK
2	送信ビーム フォーミング (2本)	16QAM

伝送モードの第3の例では、2本の送信アンテナ#1及び#2を使用する2つの伝送モードが設けられている。第3の例における伝送モード1と伝送モード2とは、第2の例の場合と同様に、2本の送信用アンテナ#1及び#2の利用の仕方が異なる。表3に示すように、第3の例における伝送モード2は、2本の送信用アンテナ#1及び#2を使用して、送信ビームフォーミングを用いるものである。

【0064】

図4を参照して、上述の構成を有する信号伝送システムを用いた信号伝送方法について説明する。図4は、本実施形態に係る信号伝送方法の手順を示すフローチャートである。

【0065】

ステップS101において、第1の信号伝送装置10と第2の信号伝送装置20との間の通信が開始されると、ステップS102において、第2の信号伝送装置20に設けられている伝搬路状態推定手段1が、伝搬路推定値を推定する。伝搬路状態推定手段1は、推定した伝搬路推定値を、通信容量推定手段2に出力する。

【0066】

通信容量推定手段2が、ステップS103において、受信処理後の受信信号の伝送モード毎のSINRを推定するとともに、ステップS104において、伝搬路状態推定手段1から入力された伝搬路推定値から伝送モード毎の通信容量を推定する。通信容量推定手段2は、伝送モード毎の通信容量を伝送モード決定手段3に出力する。

【0067】

ステップS105において、伝送モード決定手段3が、推定された伝送モード毎の通信容

10

20

30

40

50

量に基づいて、所望の通信容量を満たす伝送モードを決定する。伝送モード決定手段 3 は、決定した伝送モードを、信号検出手段 6 及び第 1 の信号伝送装置 10 の送信信号生成手段 4 に送出する。

【0068】

ステップ S106 において、送信信号生成手段 4 は、送出された伝送モードに基づいて送信信号を生成し、変調手段 5 から MIMO 伝搬路を経て第 2 の信号伝送装置 20 に送信信号を送信する。また、第 2 の信号伝送装置 20 の信号検出手段 6 は、伝送モード決定手段 3 によって決定された伝送モードに従って、信号の検出及び復調を行う。

【0069】

(本発明の第 1 の変更例)

なお、本発明は、上述した第 1 の実施形態に限定されるものではなく、以下のような変更を加えることができる。

【0070】

すなわち、上述の第 1 の実施形態において、伝搬路状態推定手段 1 と通信容量推定手段 2 と伝送モード決定手段 3 とは、第 2 の信号伝送装置 (受信機) 20 に設置されているが、例えば、通信容量推定手段 2、伝送モード決定手段 3 の両方、若しくはいずれかを第 1 の信号伝送装置 (送信機) 10 に設置してもよい。

【0071】

(本発明の第 2 の変更例)

また、本発明は、上述の第 1 の実施形態や第 1 の変更例に限定されるものではなく、例えば、図 5 に示すように、通信容量推定手段 2 の構成を変更してもよい。

【0072】

図 5 は、複数のアンテナを用いた信号伝送方式として、空間多重送信法及び単一アンテナ送信法を用いることが可能な通信容量推定手段 4 を示している。

【0073】

図 5 に示すように、本変更例において、通信容量推定手段 2 は、空間相関推定手段 23-1 乃至 23-W と、信号電力対雑音電力比 (SNR) 推定手段 24-1 乃至 24-W と、容量決定手段 22-1 乃至 22-W とから構成される。

【0074】

本変更例において、空間相関推定手段 23 は、伝搬路状態推定手段 1 により推定された伝搬路推定値を用いて、MIMO 伝搬路における空間相関値を算出する空間相関値算出手段を構成する。

【0075】

また、信号電力対雑音電力比 (SNR) 推定手段 24 は、第 2 の信号伝送装置 (受信機) 20 における受信信号の信号電力対雑音電力比 (SNR) を算出する SNR 算出手段を構成する。

【0076】

容量決定手段 22-1 乃至 22-W は、空間相関推定手段 23-1 乃至 23-W により算出された空間相関値と、信号電力対雑音電力比推定手段 24-1 乃至 24-W により算出された信号電力対雑音電力比 (SNR) とを用いて、各伝送モード (1 乃至 W) で達成できる通信容量を決定して出力する。

【0077】

以下に、空間相関値推定手段 23 による空間相関値の算出方法を示す。ここで、 N_e 個の送信アンテナ #1 乃至 N_e 及び M 個の受信アンテナ #1 乃至 # M を用いる MIMO システムを考える。簡単のため、各送信アンテナと各受信アンテナとの間は、周波数フラットである (マルチパスがない 1 つのパス (伝搬路) である) 場合を考える。この場合、 m 番目の受信アンテナ # m における受信信号 r_m は、次式で表される。

【0078】

【数 1】

10

20

30

40

$$r_m = \sum_{n=1}^{N_e} h_{nm} \cdot s_n + n_m$$

ここで、 h_{nm} は、 n 番目の送信用アンテナ # n と m 番目の受信用アンテナ # m との間の伝搬路推定値である。 s_n は、 n 番目の送信用アンテナ # n から送信された信号（シンボル）であり、 n_m は、 m 番目の受信用アンテナ # m に付加された雑音である。1 ～ M 番目の受信用アンテナ #1 乃至 # M での受信信号をベクトル化すると次式となる。

【0079】

10

【数2】

$$\begin{aligned} r &\equiv [r_1 \ r_2 \ \cdots \ r_M]^T \\ &= \sum_{n=1}^{N_e} h_n \cdot s_n + n, \end{aligned}$$

ここで、 $h_n = [h_{1n} \ \cdots \ h_{Mn}]^T$ は、 n 番目の送信用アンテナ # n から送信される送信信号の空間チャネルであり、 $n = [n_1 \ \cdots \ n_M]^T$ は、雑音ベクトルである。

20

【0080】

また、同一チャネル上の2つの信号の空間相関値として、文献『D. Tanaka, T. Okugane 及び Y. Ogawa 著、「Blocking Rate Performance of SDMA with a 3-element Adaptive Array」、Technical Report of IEICE、95頁乃至100頁、RCS 97-252、MW97-197 (1998-02)』に定義されている空間相関値が用いられるものとする。

【0081】

この文献に示された定義を用いれば、 i 番目の送信信号と j 番目の送信信号の空間相関値 $\rho_{i,j}$ は、次式で示される。

30

【0082】

【数3】

$$\rho_{i,j} = \frac{h_i^h \cdot h_j}{|h_i| \cdot |h_j|}$$

ここで、空間相関値 $\rho_{i,j}$ は、複素数であるため、当該複素数のノルム値を用いることとする。本変更例においては、かかる空間相関値 $\rho_{i,j}$ を用いて、 N_e 入力の MIMO 伝搬路の空間相関値 ρ_{N_e} を定義する。第1案は、次式である。

40

【0083】

【数4】

$$\begin{aligned} \rho_{N_e} &= \text{Max}(\rho_{i,j}) \\ &\quad i, j \in 1, \dots, N_e \\ &\quad i \neq j \end{aligned}$$

つまり、 N_e 個の全ての送信信号のペアの空間相関値のうち最大値を、 N_e 入力の MIMO 伝搬路の空間相関値 ρ_{N_e} とする。

50

【0084】

第2案は、次式である。

【0085】

【数5】

$$\rho_{N_e} = \text{Ave}(\rho_{ij})$$

$$i, j \in 1, \dots, N_e$$

$$i \neq j$$

10

つまり、 N_e 個の全ての送信信号のペアの空間相関値の平均値を、 N_e 入力のMIMO伝搬路の空間相関値 ρ_{N_e} とする。

【0086】

図5に示す空間推定値推定手段23は、上式のいずれかを用いて空間相関値を算出する。例えば、4本の送信用アンテナ#1乃至#4及び4本の受信用アンテナ#1乃至#4を用いる信号伝送システムにおいて、送信用アンテナ#1、#2、#4を用いる伝送モードが適用されている場合、空間推定値推定手段23は、送信用アンテナ#1、#2、#4及び4本の受信用アンテナ#1乃至#4で構成される $N_e = 3$ のMIMO伝搬路の空間相関値 $\rho_{N_e = 3}$ を上式によって算出する。

【0087】

20

図5に示す信号電力対雑音電力比推定手段24は、次式によって信号電力対雑音電力比SNRを算出する。

【0088】

【数6】

$$\text{SNR} = \frac{\sum_{n=1}^{N_e} \|h_n\|^2}{\sigma^2}$$

なお、上式において、 σ^2 は、雑音電力である。

30

【0089】

単一アンテナ送信を使用する伝送モード ($N_e = 1$) の場合、空間相関値推定手段23によって算出される空間相関値 ρ_{N_e} を定義する必要はなく、信号電力対雑音電力比推定手段がSNRを算出するだけでよい。すなわち、単一アンテナ送信を使用する伝送モードの場合、空間相関値算出手段23からの出力は、容量決定手段22による通信品質の算出において使用されない。

【0090】

すなわち、容量決定手段22は、複数の送信用アンテナを用いる伝送モードでは、空間相関値とSNRとを用いて伝送モード毎の通信容量を決定し、1本の送信用アンテナのみを用いる伝送モードでは、SNRのみを用いて伝送モード毎の通信容量を決定する。

40

【0091】

送信用アンテナの各々の間にマルチパスが存在する場合は、文献『阿部、藤井、富里著、「周波数選択性MIMOチャネル信号伝送用ターボ受信機の信号分離指標の検討」、信学技法、2002年3月、37頁乃至44頁』で定義される i 番目の送信信号と j 番目の送信信号の時空間相関値を用いて、上述の方法と同様な方法で、 N_e 入力のMIMO伝搬路の空間相関値を定義すればよい。

【0092】

信号検出手段6は、伝送モードに応じて、受信信号の受信処理を行う。信号検出手段6は、空間多重送信法を使用する伝送モードの場合、非特許文献1で示される復調器の構成とすることが出来る。信号検出手段6は、送信ダイバーシチや送信ビームフォーミングを使

50

用する伝送モード場合も、既存の受信機の構成とすることができる。

【0093】

図6を参照して、上述の構成を有する本変更例に係る信号伝送システムを用いた信号伝送方法について説明する。図6は、本変更例に係る信号伝送システムを用いた信号伝送方法の手順を示すフローチャートである。

【0094】

図6(a)に示すように、ステップS201において、第1の信号伝送装置(送信機)10と第2の信号伝送装置(受信機)20との間の通信が開始されると、ステップS202において、第2の信号伝送装置20に設けられている伝搬路状態推定手段1が、伝搬路推定値を推定する。伝搬路状態推定手段1は、推定した伝搬路推定値を、通信容量推定手段2に出力する。

10

【0095】

第2の信号伝送装置20に設けられている通信容量推定手段2は、ステップS203において、伝送モード毎の空間相関値及びS/NRを推定し、ステップS204において、推定した伝送モード毎の空間相関値及びS/NRに基づいて伝送モード毎の通信容量を推定し、第2の信号伝送装置20に設けられている伝送モード決定手段3に出力する。

【0096】

図6(b)を参照して、ステップS204における通信容量推定手段2の動作を詳述する。通信容量推定手段2は、ステップS207において、各伝送モードで使用される送信用アンテナの本数を判断する。送信用アンテナを2本以上用いる伝送モードの場合、通信容量推定手段2は、ステップS209において、空間相関値及びS/NRに基づいて当該伝送モードの通信容量の推定を行う。一方、1本の送信用アンテナのみを用いる伝送モードの場合、通信容量推定手段2は、ステップS208において、受信信号対雑音電力比のみに基づいて当該伝送モードの通信容量の推定を行う。

20

【0097】

ステップS205において、伝送モード決定手段3が、推定された伝送モード毎の通信容量に基づいて所望の通信容量を満たす伝送モードを決定する。伝送モード決定手段3は、決定した伝送モードを、信号検出手段6及び第1の信号伝送装置10の送信信号生成手段4に送出する。

【0098】

送信信号生成手段4は、受信した伝送モードに基づいて送信信号を生成し、変調手段5及びMIMO伝搬路を経て第2の信号伝送装置20に当該送信信号を送信する。

30

【0099】

ステップS206において、第2の信号伝送装置20に設けられた信号検出手段6は、伝送モード決定手段3により決定された伝送モードに従って、信号の検出及び復調を行う。

【0100】

(本発明の第2の実施形態)

図7を参照して、本発明の第2の実施形態について説明する。図7は、本実施形態に係る信号伝送システムの構成を示すブロック図である。本実施形態に係る信号伝送システムは、上述した第1の実施形態に係る信号伝送システムと比して、伝搬路状態推定手段1と通信容量推定手段2と伝送モード決定手段3とを、第1の信号伝送装置(送信機)10に設置している点で異なる。

40

【0101】

詳述すると、図7に示すように、本実施形態に係る信号伝送システムにあっても、上述した第1の実施形態に係る信号伝送システムと同様に、第1の信号伝送装置10と第2の信号伝送装置20との間で形成されるMIMO伝搬経路を介して信号の伝送を行う。なお、本実施形態においても、第1の信号伝送装置10が送信機となり、第2の信号伝送装置20が受信機となる場合を例に説明する。

【0102】

具体的には、本実施形態に係る伝送システムは、図7に示すように、伝搬路状態推定手段

50

1と、通信容量推定手段2と、伝送モード決定手段3と、伝送モードに応じた送信信号生成手段4と、送信用アンテナ#1乃至#N毎に設けられた変調手段5₁₋₁乃至5_{1-N}と、信号検出手段6とを具備している。

【0103】

本実施形態では、第1の信号伝送装置10に、伝搬路状態推定手段1と通信容量推定手段2と伝送モード決定手段3と送信信号生成手段4と変調手段5とが設けられており、第2の信号伝送装置20に、信号検出手段6が設けられている。

【0104】

第2の実施形態に係る信号伝送システムによれば、TDD方式のように、送信機10と受信機20で同一の周波数を用いる場合等には、送信用の伝搬路状態と受信用の伝搬路状態がほぼ同一となるため、受信信号から求めた伝搬路のパラメータを用いて、送信信号を送信する際に使用する伝送モードを決めることができる。かかる場合に、本実施形態に係る信号伝送システムのように、伝搬路推定値推定手段を送信機10に設置することが可能となる。

10

【0105】

(本発明に係る第3の実施形態)

図8及び図9を参照して、本発明の第3の実施形態について説明する。図8は、本実施形態に係る信号伝送システムの構成を示すブロック図である。

【0106】

図8に示すように、本実施形態に係る信号伝送システムの構成は、上述の第1の実施形態に係る信号伝送システムの構成に加えて、伝送モード決定手段3により決定された伝送モードを送信信号生成手段4に通知する通知手段として、第1の信号伝送装置10に設けられた受信手段7と第2の信号伝送装置20に設けられた送信手段8とを具備する。

20

【0107】

すなわち、第2の信号伝送装置20に設けられた送信手段8は、伝送モード決定手段3により決定された伝送モードを、第1の信号伝送装置10にフィードバックするために、当該伝送モードを示す伝送モード情報をビット情報にして第1の信号伝送装置10に送信するモジュールである。また、第1の信号伝送装置10に設けられた受信手段7は、第2の信号伝送装置20よりフィードバックされた伝送モード情報を受信するモジュールである。

30

【0108】

上り通信と下り通信で同一周波数を用いるような信号伝送システムであれば、上り通信において推定された伝搬路パラメータ(伝搬路推定値)を下り通信で用いることができる。しかしながら、上り通信と下り通信で異なる周波数を用いるような信号伝送システムであれば、受信機20で伝搬路パラメータを推定して、当該伝搬路パラメータを送信機10にフィードバックする必要がある。かかる場合、MIMO伝搬路推定値(送信用アンテナと受信用アンテナとの間の振幅情報や位相情報等)の全てをフィードバックすると、当該フィードバックによる帯域損失が大きくなる。

【0109】

したがって、本実施形態では、伝搬路推定値そのものをフィードバックするのではなく、第2の信号伝送装置20で伝送モードの決定を行い、決定された伝送モードを第1の信号伝送装置10にフィードバックする。なお、表1のような5つの伝送モードが使用される場合、フィードバックする情報量は、3ビットとなる。

40

【0110】

このように、決定された伝送モードをビット情報にしてフィードバックすれば、伝送路推定値(パスの数だけの振幅情報や位相情報等)をフィードバックする信号伝送システムに比べて、大幅にフィードバックする情報量を削減することができる。

【0111】

また、送信手段8は、決定された伝送モードが前回送信されたフレームにおける伝送モードと同一である場合に「変更なし」を意味するビット情報をフィードバックする用に構成

50

されていてもよいし、決定された伝送モードが前回送信されたフレームにおける伝送モードから変更されている場合のみビット情報をフィードバックすることにより構成してもよい。このように構成することで、更にフィードバックする情報量の削減が可能となる。

【0112】

本実施形態に係る伝送システムは、具体的には、図8に示すように、伝搬路状態推定手段1と、通信容量推定手段2と、伝送モード決定手段3と、送信信号生成手段4と、送信用アンテナ#1乃至#N毎に設けられた変調手段5₁₋₁乃至5_{1-N}と、信号検出手段6と、受信手段7と、送信手段8とを有している。

【0113】

なお、本実施形態では、第1の信号伝送装置10に、送信信号生成手段4と変調手段5と受信手段7とが設けられており、第2の信号伝送装置20に、伝搬路状態推定手段1と通信容量推定手段2と伝送モード決定手段3と信号検出手段6と送信手段8とが設けられている。

10

【0114】

図8を参照して、本実施形態に係る信号伝送システムを用いた信号伝送方法を説明する。図8は、本実施形態に係る信号伝送システムを用いた信号伝送方法を示すフローチャートである。

【0115】

ステップS301において、第1の信号伝送装置（送信機）10と第2の信号伝送装置（受信機）20との間の通信が開始されると、ステップS302において、伝搬路状態推定手段1が、伝送モード毎の伝搬路推定値を推定する。伝搬路状態推定手段1は、推定した伝搬路推定値を通信容量推定手段2に出力する。

20

【0116】

ステップS303において、通信容量推定手段2は、伝送モード毎のSINRや空間相関値やSNRを推定する。ステップS304において、通信容量推定手段2は、推定された伝送モード毎のSINRや空間相関値やSNR等に基づいて、伝搬路状態推定手段1により入力された伝搬路推定値から伝送モード毎の通信容量を推定して伝送モード決定手段3に出力する。

【0117】

ステップS304において、伝送モード決定手段3は、推定された伝送モード毎の通信容量に基づいて所望の通信容量を満たす伝送モードを決定する。ステップS306において、決定された伝送モードは、信号検出手段6に出力されるとともに、送信手段8及び受信手段7を介したフィードバックチャネルによって第1の信号伝送装置10の送信信号生成手段4に通知される。

30

【0118】

ステップS307において、送出された伝送モードは、第1の信号伝送装置10の受信手段7により受信され、送信信号生成手段4が、受信した伝送モードに基づいて送信信号を生成し、変調手段5及びMIMO伝搬路を経て第2の信号伝送装置20に信号を送信する。

【0119】

ステップS308において、第2の信号伝送装置20の信号検出手段6は、伝送モード決定手段3により決定された伝送モードに従って、信号の検出及び復調を行う。

40

【0120】

（本発明の効果のシミュレーション結果）

上述の実施形態による効果を、計算機を用いて行ったシミュレーションの結果として示す。なお、本シミュレーションでは、空間相関値として「数4」で定義される式を用い、シミュレーションパラメータとして「表4」に示すものを用いた。

【0121】

【表4】

送受信アンテナ数	送信用アンテナ4本、受信用アンテナ4本
伝送モード	表5参照
符号器	畳み込み符号 (符号化率1/2, 拘束長3)
伝搬路	周波数フラット、文献[5]における相関MIMO伝搬路モデル
インターリーバ	ランダムインターリーバ
伝搬路推定器	RLS(再帰的最小2乗誤差最小基準)法、忘却係数0.9999
信号検出器	文献[6]におけるSC/MMSEターボ受信機

10

なお、表4において、文献[5]は、『D. Chizhik 等、"Effect of Antenna Separation on the Capacity of BLAST in Correlated Channels", IEEE Comm. Letter, vol. 4, No. 11, 337頁、2000年11月』を示し、文献[6]は、『阿部他著、「周波数選択性MIMOチャネルにおける時空ターボ等化器」、信学技法、RCS2000-256、75頁乃至80頁』を示す。

【0122】

また、本シミュレーションで用いられる伝送モードを、表5に示す。

20

【0123】

【表5】

伝送モード	アンテナ番号	変調多値数	符号化率
1	#1, #2, #3, #4	QPSK	1/2
2	#1	64QAM	1/2
3	#1	16QAM	1/2
4	#2	64QAM	1/2
5	#2	16QAM	1/2
6	#3	64QAM	1/2
7	#3	16QAM	1/2
8	#4	64QAM	1/2
9	#4	16QAM	1/2

30

なお、表5に示す伝送モードは、4本の送信用アンテナ#1乃至#4を全て用いる伝送モードと、4本の送信用アンテナ#1乃至#4のうちのどれか1本を用いる8個の伝送モードとの合計9個の伝送モードを含む。

40

【0124】

また、本シミュレーションで用いた信号伝送システムの構成は、上述した第1の実施形態の第2の変更例に係る信号伝送システムの構成と同様とした。

【0125】

図10及び図11に、容量決定手段22のシミュレーションを行った結果を示す。

【0126】

図10は、本シミュレーションにおいて、伝送モード1を用いた場合の空間相関値に対する通信容量の特性を示す。図10には、上述の「数6」に示す式によって算出されるMIMO伝搬路の瞬時のSNR(dB)をパラメータとする複数の曲線が表示されている。なお、図10では、受信フレーム誤り率(FER)と符号化率Rと変調多値数Pとを用いた

50

計算結果 $(1 - FER) \times P \times R$ を、通信容量 (bps/Hz) としている。

【0127】

図10に示すように、伝送モード1のみを用いた信号伝送システムでは、空間相関値が高い場合、通信容量が大幅に劣化していることが判る。つまり、本実施形態における空間相関値は、空間多重送信法の伝搬路の相関に対する特性劣化を見積もる有効な指標であるといえる。

【0128】

また、図10に示すように、伝搬路の瞬時のSNR及び空間相関値から通信容量を推定するため、容量決定手段22は、図10のグラフを用いて、通信容量を推定するように構成することが可能である。

10

【0129】

図11は、本シミュレーションにおいて、単一アンテナ送信（1本の送信用アンテナと4本の受信用アンテナを用いた送信）を行う伝送モードの場合の瞬時のSNRに対する通信容量の特性を示す。単一アンテナ送信の場合は、空間相関値が不要であるので、図11には、変調多値数をパラメータとした2本の曲線が表示されている。

【0130】

図11から判るように、瞬時のSNR及び変調多値数に対応する通信容量は、図11に示したグラフより推定することができる。

【0131】

図12は、空間相関値とSNRによって適応的に複数の伝送モードを用いる信号伝送システムにおけるシミュレーション結果を示す。具体的には、図12は、伝搬路の瞬時のSNRが12dBの場合と16dBの場合のシミュレーション結果を示している。

20

【0132】

図12において、右下がりの曲線（太い点線）は、空間多重送信法を使用する伝送モード（伝送モード1）における空間相関値に対する通信容量の特性を示す。一方、×軸にほぼ平行な直線（細い点線）は、単一アンテナ送信を使用する伝送モード（伝送モード2～9）における空間相関値に対する通信容量の特性を示す。

【0133】

また、実線は、本発明の一例のように、伝送モード1乃至9の中から通信容量の一番高い伝送モードを選択した場合の空間相関値に対する通信容量の特性を示す。この場合のSNRは、4本の送信用アンテナと4本の受信用アンテナとの間に形成されるMIMO伝搬路のSNRである。

30

【0134】

図12に示すように、本実施形態に係る信号伝送システム及び信号伝送方法は、空間相関値が低い場合は、空間多重送信法を使用する伝送モード1を用いて、より高い通信容量を達成し、空間相関値が高い場合は、単一アンテナ送信を使用する伝送モード2乃至9のいずれかを用いて、より高い通信容量を達成することによって、伝搬路の相関が高い場合の空間多重送信法（伝送モード1）における大幅な特性劣化を補償していることが判る。

【0135】

以上のことから、本発明に係る信号伝送システム及び信号伝送方法を用いることにより、伝搬路の相関が高い場合の空間多重送信法の特性劣化を改善できることが判る。

40

【0136】

（本発明の第4の実施形態）

図13乃至図16を参照して、本発明の第4の実施形態について説明する。図13は、本実施形態に係る信号伝送システムの構成を示すブロック図である。

【0137】

本実施形態に係る信号伝送システムは、上述した第1の実施形態に係る信号伝送システムと比して、第1の信号伝送装置10に増幅制御手段9を設けている点と、通信容量推定手段2及び伝送モード決定手段3の機能の点で異なる。

【0138】

50

本実施形態における通信容量推定手段２は、伝搬路状態推定手段１により推定された伝搬路推定値から、伝送モード毎の通信容量を推定すると共に、当該伝送モード毎の通信容量が最大となる電力分配値を計算するモジュールである。

【０１３９】

具体的には、通信容量推定手段２は、図１４に示すように、ＳＩＮＲ推定手段２１－１乃至２１－Ｗと、電力分配値計算手段２５－１乃至２５－Ｗと、容量決定手段２２－１乃至２２－Ｗとを具備している。

【０１４０】

ＳＩＮＲ推定手段２１は、伝搬路状態推定手段１により推定された伝搬路推定値を用いて、第２の信号伝送装置（受信機）２０における受信信号の信号電力対干渉電力・雑音電力比（ＳＩＮＲ）を算出するモジュールである。

10

【０１４１】

電力分配値計算手段２５は、ＳＩＮＲ推定手段２１により算出されたＳＩＮＲを用いて、伝送モード毎の通信容量が最大となる電力分配値を計算するモジュールである。また、電力分配値計算手段２５は、伝送モード決定手段３によって決定された伝送モードの電力分配値を、フィードバックチャネル等を介して、信号検出手段６及び第１の信号伝送装置（送信機）１０の増幅制御手段９に送信する。

【０１４２】

電力分配値計算手段２５は、伝送モード決定手段３から送信された伝送モード情報に応じて、所定の伝送モードについての電力分配値のみを計算するように構成されていてもよい。

20

【０１４３】

容量決定手段２２は、ＳＩＮＲ推定手段２１によって推定されたＳＩＮＲ及び電力分配値計算手段２５によって計算された電力分配値に基づいて、伝送モード毎の通信容量を決定するモジュールである。

【０１４４】

伝送モード決定手段３は、通信容量推定手段２により推定された伝送モード毎の通信容量及び電力分配値に基づいて、所望の通信容量を満たす最適な伝送モードを決定するモジュールである。

【０１４５】

増幅制御手段９は、通信容量推定手段２から送信された電力分配値に応じて、各送信用アンテナ＃１乃至＃Ｎの送信信号の送信電力を制御（増幅）するモジュールである。

30

【０１４６】

増幅制御手段９は、各送信用アンテナ＃１乃至＃Ｎに対して、独立に送信信号の送信電力を制御するように構成されていてもよい。

【０１４７】

また、増幅制御手段９が、独立した複数の増幅器によって構成されていると、各送信用アンテナ＃１乃至＃Ｎの送信電力の不均等性により、非効率に送信信号の増幅がなされる可能性がある。したがって、かかる問題点を回避するために、増幅制御手段９は、マルチポート増幅器によって構成されていてもよい。

40

【０１４８】

従来の信号伝送システムでは、各送信用アンテナ＃１乃至＃Ｎが、等電力で送信信号を送信するため、通信容量の観点からは最適ではないという問題点があった。この点、本実施形態に係る信号伝送システムによれば、増幅制御手段９によって送信信号の送信電力を最適に制御することができ、従来の問題点を解消することができる。

【０１４９】

以下、電力分配値計算手段２５が電力分配値を計算する方法の一例を示す。

【０１５０】

電力分配値として、 N 個の係数（ λ_1 、 λ_2 、 \dots 、 λ_N ）を用いる。ここで、各送信用アンテナ＃１乃至＃ N による総送信電力 P_t が一定であるため、 $N = \lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_N$ の関係が成立

50

する。

【0151】

また、伝送モード毎の通信容量Cを推定するための式は、以下の通りである。

【0152】

【数7】

$$C = \sum_{n=1}^N \log_2 (1 + \lambda_n \cdot \text{SINR}_n) \quad \text{— (1)}$$

10

上述の(1)式に対して、通信容量Cが最大になるように、N個の係数 $(\lambda_1, \dots, \lambda_N)$ が決定される。具体的には、式 $(\lambda_1, \dots, \lambda_N)_{\text{opt}} = \alpha \cdot \theta_{\text{max}} \times C$ によって、N個の係数 $(\lambda_1, \dots, \lambda_N)_{\text{opt}}$ が決定される。

【0153】

Lagrange乗数法によって、最適なN個の係数 $(\lambda_1, \dots, \lambda_N)_{\text{opt}}$ は、以下のように求められる。

【0154】

【数8】

$$\lambda_{n,\text{opt}} = 1 + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{\text{SINR}_i} - \frac{1}{\text{SINR}_n}$$

20

電力分配値計算手段25は、このようにして求めた最適なN個の係数 $(\lambda_1, \dots, \lambda_N)_{\text{opt}}$ を、電力分配値として、第1の信号伝送装置10の増幅制御手段9及び信号検出手段6に送信する。

【0155】

図15を参照して、本実施形態に係る信号伝送システムを用いた信号伝送方法の動作を説明する。図15は、本実施形態に係る信号伝送システムを用いた信号伝送方法を示すフローチャートである。

【0156】

30

図15に示すように、ステップS401において、第1の信号伝送装置(送信機)10と第2の信号伝送装置(受信機)20との間の通信が開始されると、ステップS402において、伝搬路状態推定手段1が、伝送モード毎の伝搬路推定値を推定する。伝搬路状態推定手段1は、推定した伝搬路推定値を通信容量推定手段2に出力する。

【0157】

通信容量推定手段2は、ステップS403において、伝送モード毎のSINRを推定すると共に、ステップS404において、推定した伝送モード毎のSINRに基づいて、送信用アンテナ毎の電力分配値を計算する。ステップS405において、通信容量推定手段2は、伝送モード毎のSINR及び送信用アンテナ毎の電力分配値に基づいて、伝送モード毎の推定容量を推定して伝送モード決定手段3に出力する。

40

【0158】

ステップS406において、伝送モード決定手段3は、推定された伝送モード毎の通信容量及び電力分配値に基づいて所望の通信容量を満たす伝送モードを決定する。

【0159】

ステップS407において、伝送モード決定手段3が、決定した伝送モードを、信号検出手段6にフィードバックするとともに、通信容量推定手段2が、決定された伝送モードに対応する電力分配値を信号検出手段6及び第1の信号伝送装置10の増幅制御手段9にフィードバックする。

【0160】

ステップS408において、増幅制御手段9が、通信容量推定手段2から送信された電力

50

分配値に基づいて、各送信用アンテナにおける送信信号の送信電力を制御する。

【0161】

ステップ8409において、第2の信号伝送装置20の信号検出手段6は、伝送モード決定手段3により決定された伝送モード及び通信容量推定手段によって計算された電力分配値に従って、信号の検出及び復調を行う。

【0162】

本実施形態による効果を、計算機を用いて行ったシミュレーションの結果として示す。なお、本シミュレーションは、以下のような条件の下で行われた。

【0163】

第1に、本シミュレーションは、単一の搬送波が用いられており、単一の受信機20が存在している環境を想定している。第2に、本シミュレーションは、伝搬路に、準静的フラットレイリーフェージング (quasi-static flat Rayleigh fading) が発生する環境を想定している。第3に、フェージングチャネル間の相関の取り方は、3GPP標準の条件に従っている。第4に、通信容量は、100個の送信フレームの時間平均によって算出されている。第5に、4本の送信用アンテナと4本の受信アンテナが使用されており、受信方法は、Zero Forcing (nulling) 方式が用いられている。

【0164】

図16に示すように、電力分配値を用いた場合の方が、電力分配値を用いない場合よりも、通信容量が大きいことが分かる。

【0165】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、送信用アンテナを有する送信機10から受信用アンテナを有する受信機20に信号伝送を行う空間多重送信法を用いた信号伝送システムにおいて、MIMO伝搬路の状態を把握し、把握したMIMO伝搬路の状態に適した信号伝送を行うことにより、MIMO伝搬路の相関が高い場合に通信容量の大幅な劣化を回避して、常に高い通信容量を得ることができ、相関の高いMIMO伝搬路における大幅な特性劣化を改善することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態に係る信号伝送システムの構成を示すブロック図である

。【図2】本発明の第1の実施形態に係る信号伝送システムにおける通信容量推定手段の構成を示すブロック図である。

【図3】本発明の第1の実施形態に係る信号伝送システムにおける送信信号生成手段の構成及び動作を示す説明図である。

【図4】本発明の第1の実施形態に係る信号伝送システムの動作を示すフローチャートである。

【図5】本発明の第1の実施形態の第2の変更例に係る信号伝送システムにおける通信容量推定手段の構成を示すブロック図である。

【図6】本発明の第1の実施形態の第2の変更例に係る信号伝送システムの動作を示すフローチャートである。

【図7】本発明の第2の実施形態に係る信号伝送システムの構成を示すブロック図である

。【図8】本発明の第3の実施形態に係る信号伝送システムの構成を示すブロック図である

。【図9】本発明の第3の実施形態に係る信号伝送システムの動作を示すフローチャートである。

【図10】本発明の一実施形態のシミュレーション結果を示すグラフである。

【図11】本発明の一実施形態のシミュレーション結果を示すグラフである。

【図12】本発明の一実施形態のシミュレーション結果を示すグラフである。

【図 1 3】本発明の第 4 の実施形態に係る信号伝送システムの構成を示すブロック図である。

【図 1 4】本発明の第 4 の実施形態に係る信号伝送システムにおける通信容量推定手段の構成を示すブロック図である。

【図 1 5】本発明の第 4 の実施形態に係る信号伝送システムの動作を示すフローチャートである。

【図 1 6】本発明の第 4 の実施形態のシミュレーション結果を示すグラフである。

【図 1 7】従来の空間多重送信法を使用する信号伝送システムの構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

10

1 伝搬路状態推定手段

2 通信容量推定手段

3 伝送モード決定手段

4 送信信号生成手段

5、5 1 変調手段

6 信号検出手段

7 受信手段

8 送信手段

9 増幅制御手段

1 0 第 1 の信号伝送装置（送信機）

20

2 0 第 2 の信号伝送装置（受信機）

2 1 S I N R 推定手段

2 2 容量決定手段

2 3 空間相関値推定手段

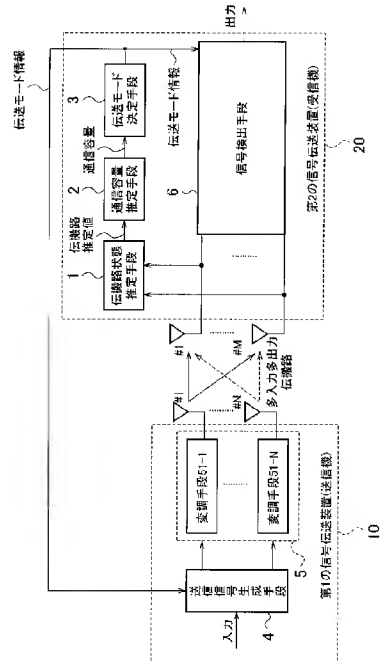
2 4 信号電力対雑音電力比（S N R）推定手段

2 5 電力分配値計算手段

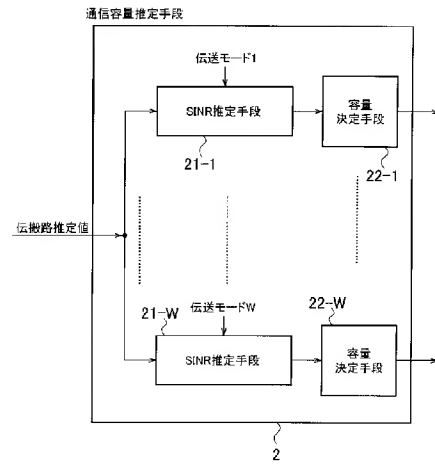
4 1 分配機

4 2、4 3 符号機

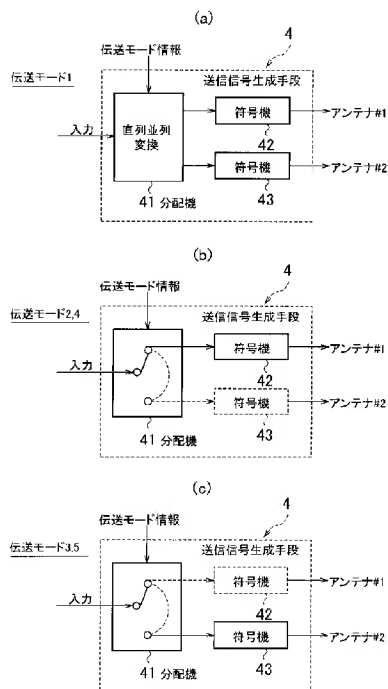
【図 1】



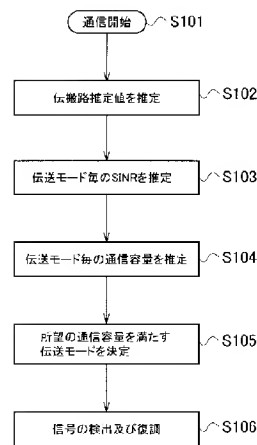
【図 2】



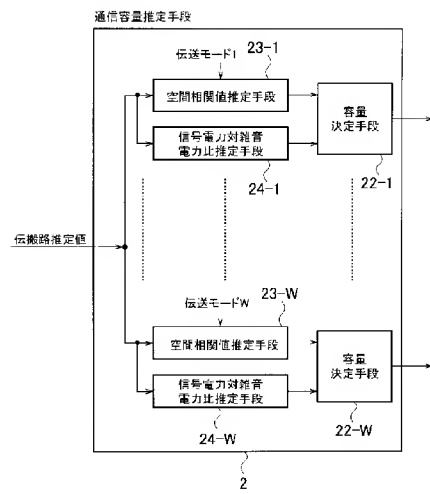
【図 3】



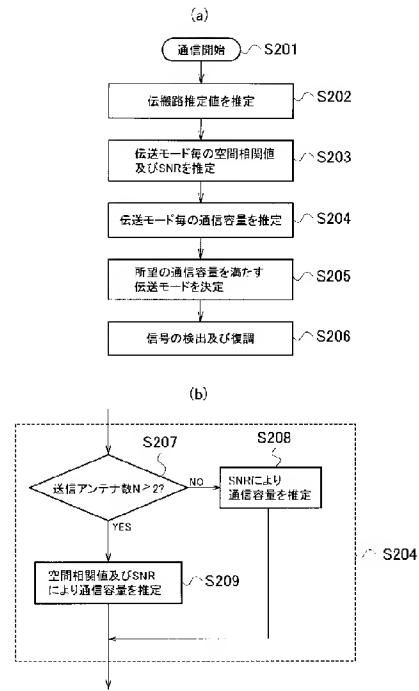
【図 4】



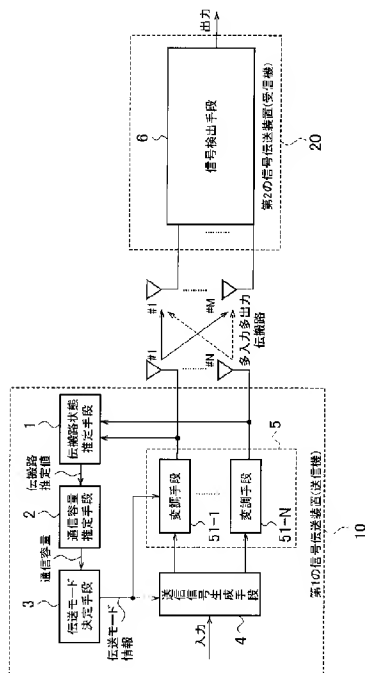
【図 5】



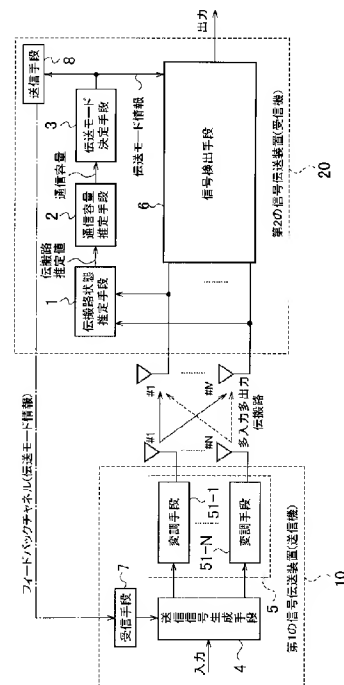
【図 6】



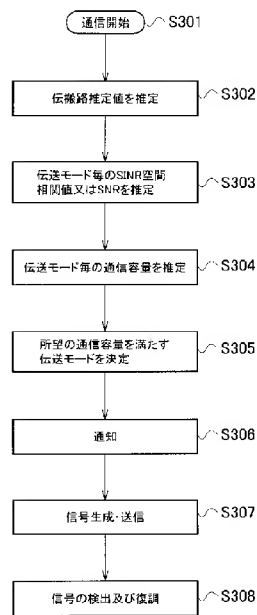
【図 7】



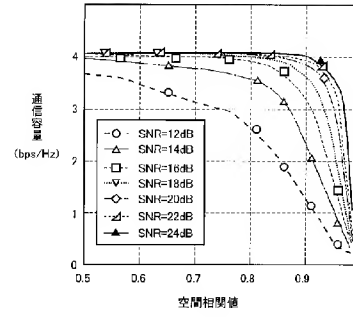
【図 8】



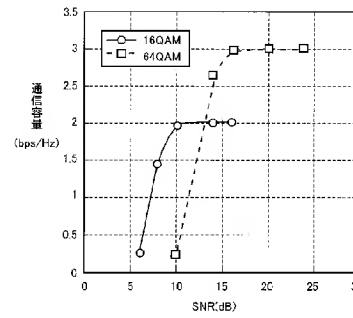
【図 9】



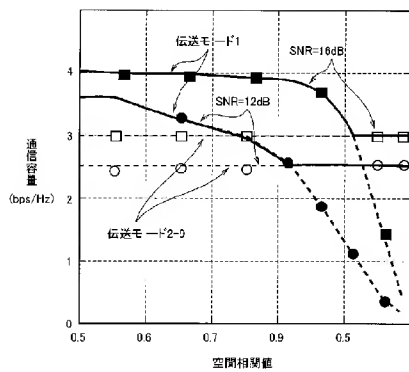
【図 10】



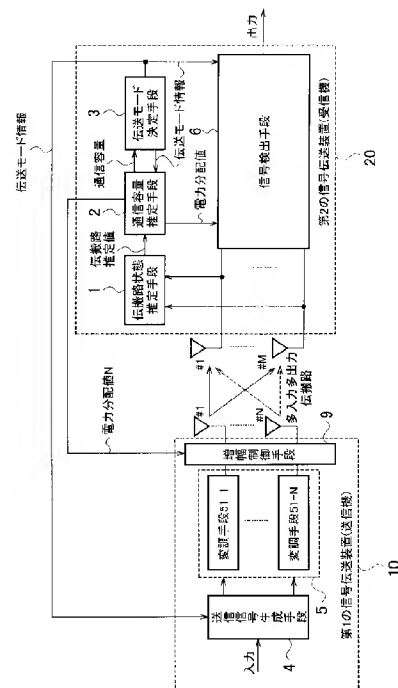
【図 11】



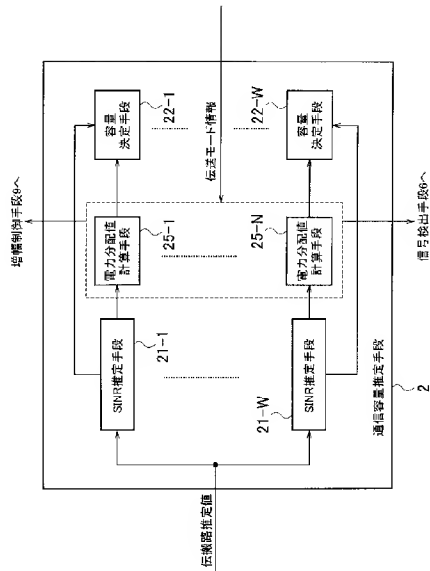
【図 12】



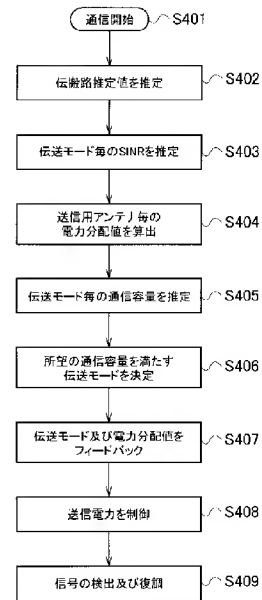
【図 13】



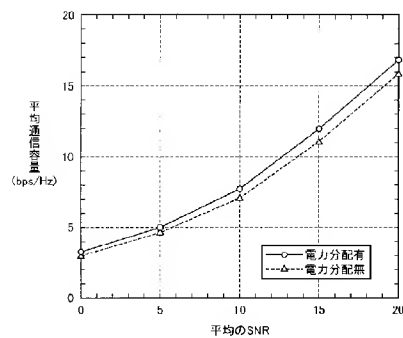
【図 14】



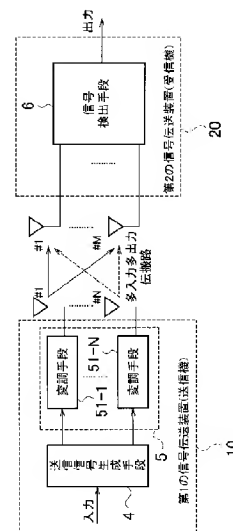
【図 15】



【図 16】



【図 17】



フロントページの続き

(72)発明者 時 慧

東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

(72)発明者 山田 武史

東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

(72)発明者 富里 繁

東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

(72)発明者 須田 博人

東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

(72)発明者 正村 達郎

東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

Fターム(参考) 5K022 FF00

5K059 AA12 BB01 CC04 DD01 EE02

PERSONAL BEAM CELLULAR COMMUNICATION SYSTEM

Publication number: JP9182148 (A)

Publication date: 1997-07-11

Inventor(s): BARI DANBURITSUJI; ROBAATO WAI HIYUUAN +

Applicant(s): TRW INC +

Classification:

- **international:** **H01Q3/30; H04B1/707; H04B7/26; H04W16/28; H01Q3/30; H04B1/707; H04B7/26; H04W16/00;** (IPC-7): H01Q3/30; H04B1/707; H04B7/26; H04Q7/36

- **European:** H04Q7/36B; H04W16/28

Application number: JP19960303296 19961114

Priority number(s): US19950592749 19951129

Also published as:

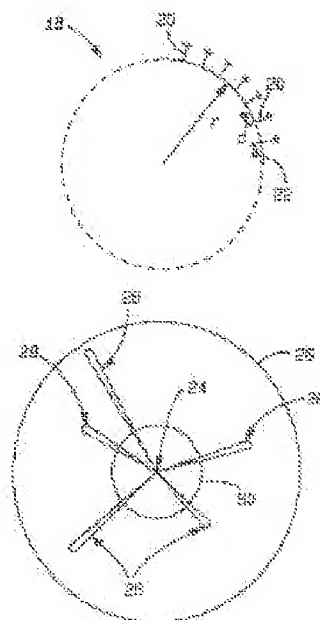
EP0777400 (A2)

EP0777400 (A3)

US5815116 (A)

Abstract of JP 9182148 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To increase a user quantity without necessitating 'cell division' and an additional cost related to it by transmitting a highly directional personal communication beam to plural communication users by a phase modulating array antenna. **SOLUTION:** A phase modulating array antenna 18 is fixed to a present base station arranged at the central position 24 of a source terrain cell 26 of a cellular communication system. The phase modulating array antenna 18 transmits an adjustable individual communication beam 28 displaying a user signal in the individual direction of each user arranged within the cell 26. In addition, the phase modulating array antenna 18 can be given to a 'green field' area, namely a terrain area receiving no service from the cellular communication system at this point of time. Thereby, a range and area to be covered is expanded by the cell newly generated in the area like this and on the other hand, a base station is hardly necessitated.



.....
Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-182148

(43) 公開日 平成9年(1997)7月11日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 Q	7/36		H 0 4 B 7/26	1 0 5 B
H 0 1 Q	3/30		H 0 1 Q 3/30	
H 0 4 B	7/26		H 0 4 B 7/26	B
	1/707		H 0 4 J 13/00	D

審査請求 未請求 請求項の数19 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願平8-303296

(22) 出願日 平成8年(1996)11月14日

(31) 優先権主張番号 0 8 / 5 9 2 7 4 9

(32) 優先日 1995年11月29日

(33) 優先権主張国 米国 (U S)

(71) 出願人 590002529

ティアールダブリュー インコーポレイテッド

アメリカ合衆国 カリフォルニア州

90278 レドンド ビーチ スペース パーク 1

(72) 発明者 バリー ダンプリッジ

アメリカ合衆国 カリフォルニア州

90505 トーランス コートニー ウェイ 3614

(74) 代理人 弁理士 中村 稔 (外6名)

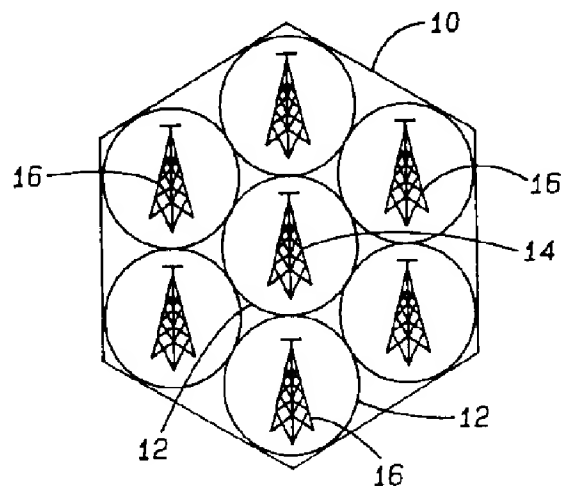
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 個人用ビームセルラー通信システム

(57) 【要約】

【課題】 高指向性個人型通信ビームをセルラー通信システムの源地形セルの内部に配置された複数のシステムユーザに効率的に送信するセルラー通信システムを提供する。

【解決手段】 拡張スペクトル通信方法と関連して位相調整アレイアンテナを利用するセルラー通信システムに関する。拡張スペクトル通信方法は、源地形セル中のシステムユーザに信号有効範囲を提供する複数の高指向性調整可能、若しくは、固定型個人用通信ビームを発生するためのコード分割多重アクセス技術を含む。各通信ビームは、源地形セルの内部に配置された特別のユーザに割り当てられたユーザ信号を表示するものであり、ユーザ方向で調整可能である。全方向性アンテナは、セルの中央位置に近接して位置付けられて、中央位置のほぼ1/2マイル内に配置されたユーザと通信する全方向性通信ビームを送信し且つ受信する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 セルラー通信システムの地形セル内に配置された複数のユーザの個々の方向に、その各々が地形セル内の特別のユーザに割り当てられたユーザ信号を表示するような調整可能個人用通信ビームを送信するセルラー無線システムにおいて、

調整可能個人用通信ビームを送信し且つ受信するための、地形セル内に位置付けられた、位相調整アレイアンテナ手段と、

調整可能個人用通信ビームを形成するユーザ信号を位相調整アレイアンテナ手段に与えて複数のユーザの個々の方向に送信を行い、且つ、位相調整アレイアンテナ手段によって受信されたユーザ信号を受信するデジタルビーム形成手段と、

デジタルビーム形成手段が各ユーザ信号を調整して、各調整可能個人用通信ビームが複数のユーザの中の1つの周囲に実質的に中央化されるように、デジタルビーム形成手段にユーザ追跡情報を与えるユーザ追跡手段と、を備えることを特徴とするセルラー無線システム。

【請求項2】 前記位相調整アレイアンテナ手段は、実質的に地形セルの中央位置に配置されている請求項1記載のシステム。

【請求項3】 前記中央位置の所定範囲内のユーザの方向に全方向性通信ビームを送信し且つ受信するための、前記地形セルの中央位置に近接して位置付けられた、全方向性アンテナ手段を更に備えた請求項1記載のシステム。

【請求項4】 前記デジタルビーム形成手段は、調整可能個人用通信ビームによって表示されたユーザ信号を複数のユーザの方向に送信する送信ネットワークを備えており、該送信ネットワークは、

a) 各ユーザに割り当てられたユーザ信号を変調するための、少なくともユーザの数に対応している、複数の信号変調器と、

b) 各調整可能個人用通信ビームがある特別のユーザの方向に送信されるように、変調されたユーザ信号を位相調整アレイアンテナ手段に与える複数の送信デジタルビーム形成ネットワークと、を有し、

前記デジタルビーム形成手段は、更に、位相調整アレイアンテナ手段によって受信されたユーザ信号を受信する受信ネットワークを備えており、該受信ネットワークは、

a) ユーザ信号を合成する複数の受信デジタルビーム形成ネットワークと、

b) 各ユーザに割り当てられたユーザ信号を変調するための受信デジタルビーム形成ネットワークの出力に各々が接続された、少なくともユーザの数に対応する、複数の信号変調器と、を備えている請求項1記載のシステム。

【請求項5】 前記ユーザ追跡手段は、第1の調整可能個人用通信ビームとこの第1の調整可能個人用通信ビームに隣接する少なくとも2つの他の調整可能個人用通信ビームとによって表示されたある特別のユーザ信号の相対振幅をその各々が比較するような複数の振幅比較ネットワークを含んでいる請求項1記載のシステム。

【請求項6】 前記ユーザ追跡手段は、第1の調整可能個人用通信ビームとこの第1の調整可能個人用通信ビームに隣接する少なくとも2つの他の調整可能個人用通信ビームとによって表示されたある特別のユーザ信号の相対振幅をその各々が比較するような、復調器の出力に接続された、複数の振幅比較ネットワークと、

前記第1の調整可能個人用通信ビームと前記少なくとも2つの他の隣接する調整可能個人用通信ビームとによって表示されたユーザ信号を、前記第1の調整可能個人用通信ビームに割り当てられた復調器に与える交換手段と、

を備える請求項4記載のシステム。

【請求項7】 前記信号変調器は、コード分割多重アクセスコード化拡張スペクトル信号を用いてユーザ信号を変調する請求項4記載のシステム。

【請求項8】 前記位相調整アレイアンテナ手段は、調整可能個人用通信ビームを送信し且つ受信するための複数の放射素子を含む請求項4記載のシステム。

【請求項9】 前記受信デジタルビーム形成ネットワークは各々、放射素子の数に対応する可変振幅位相制御素子を含んでおり、前記送信デジタルビーム形成ネットワークは各々、少なくともユーザの数に対応した可変振幅位相制御素子を含む請求項8記載のシステム。

【請求項10】 セルラー通信システムの地形セルをカバーする一定方向に、その各々が前記地形セル内の特別のユーザに対して割り当てられたユーザ信号を表示するような一定数の個人用通信ビームを送信するセルラー通信システムにおいて、

前記固定型個人用通信ビームを送信し且つ受信するための、前記地形セル内に配置された、位相調整アレイアンテナ手段と、

前記固定型個人用通信ビームを形成するユーザ信号を前記位相調整アレイアンテナに与え、且つ、前記固定型個人用通信ビームによって表示された前記ユーザ信号を受信する複数のデジタルビーム形成ネットワークと、

各ユーザに割り当てられたユーザ信号を変調し且つ復調するための、少なくともユーザの数に対応する、複数の変調／復調ネットワークと、

最大の信号有効範囲を提供する固定型個人用通信ビームが各ユーザに割り当てられるように、複数のデジタルビーム形成ネットワークの間で複数の変調／復調ネットワークを切り換える交換手段と、

前記交換手段が複数のデジタルビーム形成ネットワーク

の間で複数の変調／復調ネットワークを切り換えるように、各ユーザを追跡して前記交換手段にユーザ追跡情報を与えるユーザ追跡手段と、
を備えることを特徴とするシステム。

【請求項11】 前記位相調整アレイアンテナ手段は、実質的に前記地形セルの中央位置に配置されている請求項10記載のシステム。

【請求項12】 前記地形セルの前記中央位置の所定範囲内のユーザの方向に全方向性通信ビームを送信し且つ受信するための、前記地形セルの中央位置に近接して位置付けられた、全方向性アンテナ手段を更に備えた請求項10記載のシステム。

【請求項13】 前記ユーザ追跡手段は、第1の調整可能個人用通信ビームとこの第1の調整可能個人用通信ビームに隣接する少なくとも2つの他の調整可能個人用通信ビームとによって表示されたある特別のユーザ信号の相対振幅をその各々が比較するような複数の振幅比較ネットワークを含んでいる請求項10記載のシステム。

【請求項14】 前記変調／復調ネットワークは、コード分割多重アクセスコード化拡張スペクトル信号を用いてユーザ信号を変調する請求項10記載のシステム。

【請求項15】 前記デジタルビーム形成ネットワークは各々、固定型振幅位相制御素子を含む請求項10記載のシステム。

【請求項16】 前記位相調整アレイアンテナ手段は、前記固定型個人用通信ビームを送信し且つ受信するための、デジタルビーム形成ネットワークの数に対応する複数の放射素子を含む請求項10記載のシステム。

【請求項17】 前記位相調整アレイアンテナ手段は、隣接するビームが重なり合う信号有効範囲領域を有するように、その各々が固定型個人用通信ビームを送信する複数の放射素子を含む請求項10記載のシステム。

【請求項18】 前記放射素子は、その各々が3度の信号有効範囲領域を有し、且つ、ほぼ1.5度だけ隣接するビームと重なり合った実質的に240個の固定型個人用通信ビームを送信する請求項17記載のシステム。

【請求項19】 セルラー通信システムに使用される位相調整アレイアンテナであって、前記セルラー通信システムの地形セルの実質的に中央位置に位置付けられた前記アンテナにおいて、該アンテナは、個人用通信ビームを送信するための複数の放射素子を備え、各前記放射素子は、実質的に10フィートの半径を有する円の円周の周囲に位置付けられており、また、信号有効範囲が前記地形セル中に提供されるように、前記個人用通信ビームを生成するための複数のデジタルビーム形成ネットワークから一定距離だけ分離され、且つ、前記ネットワークからユーザ信号を受信することを特徴とするアンテナ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本願発明は、セルラー通信システム、詳細には、拡張スペクトル通信方法と関連して位相調整アレイアンテナを利用するセルラー通信システムに関するものであり、ここで、この拡張スペクトル通信方法は、源地形セル中のシステムユーザに信号有効範囲を提供する複数の高指向性調整可能、若しくは、固定型個人用通信ビームを発生するためのコード分割多重アクセス技術を含む。

【0002】

【従来の技術】今日のセルラー通信システムは、特に都会において、常に増大するユーザデマンドを被っている。このようなより高度なユーザデマンドを満足するため、「セル分割」の慣行が、付加的なユーザ容量を必要とするセルラー通信システムにとっての一般的な解決策となった。「セル分割」の慣行では、セルラー通信システムの源地形セルが「マイクロセル」と一般に呼ばれる複数のより小さな地形セルに分割される。「マイクロセル」は、一般には、ほぼ1000フィート、若しくは、それより小さな半径を有した地形セルとして定義される。「セル分割」の慣行は、セルの総数を増やし、これにより、十分に分離されたセル間の周波数を再使用する能力を増大させることによってセルラー通信システムの容量を増大させる。

【0003】一般に、セルラー通信システムの各源地形セルは、信号有効範囲を所定の源セル中に与えるアンテナを有したベースステーションを使用する。このようなベースステーションは、一般に、信号有効範囲を源セルの全体に与える全方向性アンテナ、若しくは、セルを多数の信号有効範囲セクタに分割する区分化アンテナを含む。不幸にも、源地形セルは多数のより小さな地形セルに分割されているため、アンテナを有した対応する多数の付加的なベースステーションは、付加的なセルの境界の内部に信号有効範囲を提供することが必要とされる。この結果、源地形セルがより小さなセルに分割される度に、セルラー通信システムのコストは、増大されたハードウェアコストによって増大される。「セル分割」の慣行に関連する他の問題は、増大された数の複数のセル間を複数のユーザが移動するときが必要とされる「ハンドオーバー」の数の増加である。これは、源地形セルによって従前にカバーされた地形領域内部でのドロップセルの確率を増大させる。更に、「マイクロセル」の有効半径領域が減少されたことにより、隣接する「マイクロセル」の間で不規則なユーザ信号強度や信号緩衝が生じることもある。

【0004】図1は、多数のより小さな地形セル（以下、「小セル」と呼ぶ）12に分割された、従来のセルラー通信システムの源地形セル10を示している。源セル10は、もともと、小セル12の中の1つに信号有効範囲を提供するものとして示されているような中央位置に配置された単一のベースステーション14を含むよう

にしてもよい。小セル12は各々、付加的なベースステーション16と、各小セル12の内部に配置されて複数のユーザに信号有効範囲を提供する付加アンテナを含んでいる。前述したように、小セル12の付加により、源地形セル10と従前に関連していた地形領域に配置されているユーザに信号有効範囲を提供するためのコストは増大する。このように、「セル分割」とそれに関連する付加的なコストを必要とせずにユーザ容量を増大させるセルラー通信システムを製造することが望まれる。更に、位相調整アレイアンテナとユーザ追跡アセンブリを利用するセルラー通信システムを提供して、源地形セル内部に配置された各システムユーザの方向にユーザ信号を表示する固定型個人用通信ビーム、若しくは、高指向性調整可能を伝送することが所望される。

【0005】

【発明の概要】本願発明によれば、高指向性個人型通信ビームをセルラー通信システムの源地形セルの内部に配置された複数のシステムユーザに送信するためのセルラー通信システムが提供される。各個人型通信ビームが、源地形セルの内部に配置された特定のユーザに割り当てられたユーザ信号を表示する。第1の実施形態によれば、セル内部の複数のユーザの各々の方向に調整可能個人用通信ビームを送信し且つ受信するための位相調整アレイアンテナが源地形セルの内部に位置付けられている。デジタルビーム形成装置は、地形セルの内部に配置されたシステムユーザの個々の方向に伝送される調整可能個人用通信ビームを形成するユーザ信号を、位相調整アレイアンテナに与えるものである。デジタルビーム形成装置は、また、位相調整アレイアンテナによって受信されたユーザ信号を受け取る。ユーザ追跡装置は、デジタルビーム形成装置に、ユーザ信号の相対振幅に関する追跡情報を提供し、デジタルビーム形成装置が、各ユーザ信号を調整して、各調整可能個人用通信ビームをシステムユーザの中の1つの周囲に実質的に集中化するようにする。

【0006】好ましい実施形態によれば、中央位置の所定範囲内を移動するシステムユーザの方向に全方向性通信ビームを送信し且つ受信するための全方向性アンテナが、地形セルの中央位置に近接して位置付けられている。第2の実施形態によれば、信号有効範囲が地形セル中に提供されるように、一定方向で一定数の個人用通信ビームを送受信するための位相調整アレイアンテナが地形セル内に位置付けられている。複数のデジタルビーム形成ネットワークが、位相調整アレイアンテナに対して、固定型個人用通信ビームを形成するユーザ信号を与える。複数のデジタルビーム形成ネットワークは、また、位相調整アレイアンテナによって受信されたユーザ信号を受け取る。地形セル内の少なくともユーザの数に対応する複数の変調／復調ネットワークが、特別のユーザの各々に割り当てられたユーザ信号を変調し、復調す

る。システムユーザに、各ユーザの位置に関する最大の信号有効範囲を提供するような複数の固定型個人用通信ビームの中の1つが割り当てられるように、交換ネットワークは、複数のデジタルビーム形成ネットワーク間の複数の変調／復調ネットワークを切り換える。ユーザ追跡装置は、各ユーザを追跡して、通信ビームによって表示されるユーザ信号の振幅に関する追跡情報を交換ネットワークに提供する。この結果、ユーザ容量を増大させるために「セル分割」を利用するセルラー通信システムに関連する上述の問題は、実質的に除去されるはずである。

【0007】

【発明の実施の形態及び実施例】好ましい実施例の以下の記述は、単なる例示であって、本願発明やその分野若しくは使用法を決して制限するつもりはない。図2は、本願発明のセルラー通信システムと関連して使用され得る位相調整アレイアンテナ18を示している。位相調整アレイアンテナ18は、ほぼ10フィートの半径を有した円の周囲に位置づけられた複数の放射素子20を含む。この形態は、その各々がほぼ6インチだけ離間された120個の放射素子20を含む。異なる数の放射素子と異なる物理形態を有した位相調整アレイアンテナを本願発明のセルラー通信システムと関連して使用することができることに注目すべきである。

【0008】本願発明によれば、多数の高指向性調整可能、若しくは、固定型電磁放射ビームを送信するための位相調整アレイアンテナ18が通信目的で形成される。各通信ビームは、システムの個々のユーザの周囲に各ビームが実質的に集中化されることを可能ならしめるほぼ3度のビーム幅を有している。通信ビームの高指向性により、各ビームを、システムのセル内の個々のユーザに対して個人用とすることができる。更に、通信ビームは、コード分割多重アクセス(CDMA)を含んだ拡張スペクトル通信方法のような既知のセルラー信号方法の使用を通じて個人化され、ここでは、ある特別のユーザが、システムのセル中に保持された拡張スペクトルコードとキャリア周波数に割り当てられている。位相調整アレイアンテナの動作は、従来良く知られており、ここでは詳述しない。

【0009】本願発明の第1の実施例によれば、図3は、セルラー通信システムの源地形セル26の中央位置24に配置された現ベースステーションに取り付けられているような位相調整アレイアンテナ18を示している。位相調整アレイアンテナ18は、セル26内に配置された各ユーザの個々の方向に、ユーザ信号を表示する調整可能個人用通信ビーム28を送信する。簡単のため、5つのビームだけが示されているが、ビームの数は何千個にも達することがある。信号受信を改善するため、図8に示された全方向性アンテナは、中央位置24に近接して位置付けられており、全方向性通信ビーム

を、円30によって示されているような中央位置24のほぼ1/2マイルの範囲内を移動するユーザに伝送する。全方向性通信ビームを使用することにより、円30によって示された領域中を高速移動するユーザに対する呼出しが落下する問題を減少され、除去される。

【0010】位相調整アレイアンテナ18は、また、「グリーンフィールド」領域、つまり、セルラー通信システムから現時点でサービスを受けていない地形領域、に付与されることができ、これによって、このような領域で新たに生成されたセルによってカバーされる範囲と領域を拡張し、その一方、ベースステーションはほとんど必要としない。図4、5は、それぞれ、セルラー通信システムの送信ネットワーク34と受信ネットワーク36の代表的な部分を示している。送信ネットワーク34と受信ネットワーク36は双方とも、位相調整アレイアンテナ18の関連素子20に接続されている。前述したように、位相調整アレイアンテナ18は、セルラー通信システムのセル26の中央位置24に配置される。簡単のため、120個の放射素子20の中の4つだけが図4に示されており、放射素子20の3つが図5に示されている。位相調整アレイアンテナ18は、セル26内の各ユーザの個々の方向にユーザ信号を表示する個人用通信ビーム28の方向を、伝送し且つ調整するために、送信ネットワーク23と関連して使用される。

【0011】図4を参照すると、送信ネットワーク34の代表的な部分が、電話ネットワーク（図示されていない）によって受信され得る3つのユーザ信号を変調するような信号変調器38a~38cを含むものとして示されている。例えば、送信ネットワーク34は、ランドベース型通信ライン、若しくは、ベースステーションに配置された付加的な受信機を介して、ユーザ信号をセルラー通信システムの他のベースステーションから受け取ることもできる。ユーザ信号のこのようなソースは、ある特別のユーザに対して通信を行うセルラー通信システム内部の他の加入者を表示する。送信ネットワーク34のための信号変調器の総数は、少なくともセル26内に配置されたシステムユーザの数に対応する。このように、各ユーザは、ユニークなユーザ信号と、全セル26中に保持された個人用通信ビーム28の中の1つとに割り当てられている。

【0012】前に示したように、信号変調器38a~38cは、好ましくは、セル26の割り当て周波数スペクトルとセルラー通信システムの内部に収容され得るユーザの数を増大させるために、コード分割多重アクセス（CDMA）技術を含んだ拡張スペクトル通信方法を利用する。セル26内の各ユーザには、キャリア周波数と、セル中に保持されたコード割り当てが割り当てられている。それ故、「マイクロセル」を利用するセルラー通信システムに一般的に関連する問題、即ち、これらに限定されるものではないが、増大する「ハンドオーバ

ー」、不規則なユーザ信号強度、妨害、は実質的に除去される。更に、高実効性の個人用通信ビームと関連してCDMA技術を実施することによって、ユーザハンドセットのバッテリー寿命を増大させる送信パワーの必要は減少される。

【0013】送信ネットワーク34は、更に、送信デジタルビーム形成ネットワーク40a~40dを含むものとして示されている。これらのネットワークは各々、各信号変調器38a~38cから受け取った変調ユーザ信号から所望のアンテナビーム形態を合成する可変振幅位相制御素子42を含む。ネットワーク40a~40dによって表示された送信デジタルビーム形成ネットワークの総数は、位相調整アレイアンテナ18の放射素子20の数に対応する。各送信デジタルビーム形成ネットワーク40a~40dは、3つの可変振幅位相制御素子42を含むものとして示されており、これらの素子は各々、信号変調器38a~38cの1つに対応する。しかしながら、各送信デジタル形成ネットワークにおける可変振幅位相制御素子42の総数は、信号変調器の総数、更には、少なくともセル26内のユーザの数に対応する。各可変振幅位相制御素子42は、変調ユーザ信号の相対振幅および位相を変更するように調整され、個人用通信ビームが個々のシステムユーザの周囲に実質的に中央化されるようにする。

【0014】結合装置44a~44dは、振幅位相制御素子42から受信した信号と、出力合成ユーザ信号とを組み合わせる。各合成ユーザ信号は、デジタル対アナログ変換器46a~46dと、バンドパスフィルタ48a~48dと、パワー増幅器50a~50dに付与される。放射素子20は、信号変調器38a~38cからの変調信号を表示する調整可能個人用通信ビーム28を、セル26内の特別のユーザの個々の方向に送信する。各送信デジタルビーム形成ネットワーク40a~40dは、各システムユーザに関する追跡情報を入力ライン52a~52dの周囲で受け取る。この情報は振幅位相制御素子42を調整するために使用され、各放射素子20から送信される個人用通信ビーム28の形態と方向が、システムユーザのセル26中で動いたときに調整されるようにする。

【0015】図5を参照すると、受信ネットワーク36の代表的な部分が、位相調整アレイアンテナ18の放射素子20からユーザ信号を受信する4つの受信ビーム形成ネットワーク60a~60dを含むものとして示されている。ユーザ信号は、前増幅・アナログ対デジタルコンバータ結合ネットワーク56a~56cによって増幅され、変換される。ネットワーク60a~60dによって表示された受信ビーム形成ネットワークの総数は、セル26内に配置された少なくともシステムユーザの数に対応する。各受信デジタルビーム形成ネットワーク60a~60dは、放射素子20に対応する、受信したユー

ザ信号から所望のアンテナビームを合成するための3つの可変振幅位相制御素子62を含むものとして示されている。各受信ビーム形成ネットワーク60a~60cに対する可変振幅位相制御素子62の総数は、位相調整アレイアンテナ18の放射素子の総数に対応する。

【0016】結合装置64a~64dは、可変振幅位相制御素子62から受信した信号を組合せて、各受信デジタルビーム形成ネットワーク60a~60dが合成ユーザ信号を出力するようにする。交換ネットワーク66a~66dは、合成ユーザ信号を復調器68a~68dに与える。受信ビーム形成ネットワーク60a~60dと同様に、復調器の総数は、少なくともセルラー通信システムのセル26内部のユーザの数に対応する。それ故、復調器68a~68dは、対応するビーム形成ネットワークからの合成ユーザ信号を復調し、セルラーセル26内部のある特別のユーザに割り当てられた所望のユーザ信号を出力する。送信ネットワーク34の変調器38a~38cと同様に、復調器68a~68dは、CDMA技術を含む拡張スペクトル通信を使用する。

【0017】受信ネットワーク36は、隣接する通信ビーム28と関連するユーザ信号パワー比に従ってセル26内部に配置された各ユーザを追跡するような、ユーザ追跡アセンブリに接続されている。ユーザ追跡アセンブリは、受信、送信ビーム形成ネットワーク60a~60d、40a~40dに、追跡信号を与えて、各システムユーザの方向の通信ビーム28の送信方向を調整する。各送信ビーム形成ネットワーク60a~60dと復調器68a~68dは、ユーザ追跡アセンブリ70bによって表示されているようなユーザ追跡アセンブリに接続される。システムのユーザ追跡アセンブリの動作を、ユーザ追跡アセンブリ70bを参照して記述する。代表的なユーザ追跡アセンブリ70bが、ビーム形成ネットワーク60bと復調器68bに接続されているものとして示されている。ユーザ追跡アセンブリ70bは、振幅比較器72bとマイクロプロセッサ76bと78bを含む。復調器68bに割り当てられたユーザ信号と、対応する調整可能個人用通信ビームとに関連するユーザを追跡するため、ビーム形成ネットワーク60aと60cの隣接する通信ビームによって表示される相対振幅が、ビーム形成ネットワーク60bからの通信ビームによって表示されるユーザ信号の振幅と比較される。交換ネットワーク66bは、受信デジタルビーム形成ネットワーク60a~60cによって出力された合成ユーザ信号をサンプリングして、各信号を復調器68bに順次に与える。復調器68bは、サンプリングされた合成信号からの特別のユーザ信号を復調し、振幅比較器72bは、その特別のユーザ信号の相対振幅を比較する。比較器72bはまた、所望のユーザ信号をライン74b周囲の電話ネットワーク（図示されていない）に出力する。マイクロプロセッサ76bと78bは、従来の信号処理技術を使用し

て、各通信ビームのためのユーザ信号のパワー比を決定する。ある特別のユーザがビームの中央から離れている距離および角度は、パワー比から決定され得る。追跡信号は、受信デジタルビーム形成ネットワーク60bと送信デジタルビーム形成ネットワーク40bにライン80bと52bを用いて付与される。同じ方法で、他の受信、送信ビーム形成ネットワークは、各ユーザ追跡アセンブリからライン80a、80c、52a、52、および52dの周囲で追跡信号を受信する。

【0018】追跡信号は、送信、受信デジタルビーム形成ネットワーク40a~40d、60a~60dの振幅位相制御42、62を調整するために使用され、そうして、各個々の個人用通信ビーム28は、実質的に、セル26内部のある特別のユーザの周囲に集中化される。また、このタイプのビーム追跡によって、ユーザサービス、例えば、しかしこれに限定されるものではないが、トラフィック管理、駆動方向、車両セフトロケータリング（vehicle thefo locating）、を実施することが可能とされる。本願発明の第2の実施例によれば、セルラー通信システムが、一定方向に一定数の個人用通信ビームを送信して、信号有効範囲がシステムの源地形セル中に付与されるようにされている。図6に示されているように、位相調整アレイアンテナ18は、セルラー通信システムの源地形セル100の中央位置90に実質的に配置されている。位相調整アレイアンテナ18は、好ましくは、240個の個人通信ビーム102を送信するものであり、これら各ビームは、ほぼ3度のビーム幅を有している。各通信ビーム102は、ほぼ1.5度だけ隣接するビームと重なり合っている。このビームパターンは、セル100に、360度全てにわたって重なり合った信号有効範囲を提供する。第1の実施例におけるものと同様に、各個人用通信ビーム102は、セル100の内部の特別のユーザに割り当てられたユーザ信号を表示する。

【0019】セル100中をユーザが移動したとき、各ユーザは、ユーザの位置に基づいた最も高い信号パワー比を提供する異なる通信ビーム102に追跡され、且つ、再割り当てされる。図6、図8を参照すると、全方向性アンテナ120は、中央位置90に近接して配置され、全方向性通信ビームを、円103によって表示されているような中心位置90のほぼ1/2マイル内を移動するユーザに対して送信し且つ受信する。第1の実施例の全方向性アンテナと同様に、全方向性通信ビームを使用することによって信号受信は改善され、中央位置90の近接を移動するユーザに対する呼出しが落下する見込みは減少される。図7を参照すると、第2の実施例のセルラー通信システムの代表的な部分が示されている。位相調整アレイアンテナ18の120個の放射素子の中の3つが、3つのデジタルビーム形成ネットワーク106a~106cに接続されているものとして示されてい

る。セルラー通信システムは、ネットワーク106a~106cによって表示された、放射素子20の中の1つに接続されているような、120個のデジタルビーム形成ネットワークを含んでいる。各デジタルビーム形成ネットワーク106a~106cは、ユーザ信号を放射素子に送信する送信部分を含み、また、図4に示されているような対応するデジタル対アナログ変換器46a~46dを、送信デジタルビーム形成ネットワーク40a~40dの中の1つと、また、バンドパスフィルタ48a~48dの中の1つと、更に、パワー増幅器50a~50dの中の1つと共に含む。更に、各デジタルビーム形成ネットワーク106a~106cは、放射素子からのユーザ信号を受信する受信部を含み、また、図5に示された受信デジタルビーム形成ネットワーク60a~60dの中の1つを、前増幅・アナログ対デジタルコンバータ結合ネットワーク56a~56cの中の1つと共に含む。第2の実施例によれば、各振幅位相制御素子42、62は固定されているため、個人用通信ビーム102の有効範囲領域は図6に示されるように固定される。

【0020】交換ネットワーク108は、各デジタルビーム形成ネットワーク106a~106cを変調/復調ネットワーク110a~110cに接続する。ネットワーク110a~110cによって示されている変調/復調ネットワークの総数は、好ましくは、少なくともセル100の内部に配置されたユーザの数に対応する。各変調/復調ネットワーク110a~110cは、変調器38a~38cの中の1つと、復調器68a~68dの中の1つを含む。本願発明の第1の実施例と同様に、変調/復調ネットワーク110a~110cは、CDMA技術を含む拡張スペクトル通信方法を使用して、セル100の内部の各ユーザが、セル100中に保持されたコード割り当てとキャリア周波数に割り当てられるようにする。交換ネットワーク108は、変調/復調ネットワーク110a~110cを通じてユーザ追跡アセンブリ112a~112cに接続される。アセンブリ112a~112cによって表示されているユーザ追跡アセンブリの総数は、少なくともセル100の内部に配置されたユーザの数に対応する。各ユーザ追跡アセンブリ112a~112cは、図5に示された振幅比較器72bのような、固定型通信ビーム102によって表示された、ユーザ信号の相対振幅を比較するための振幅比較器を含む。ユーザ追跡アセンブリ112a~112cは、比較を実行して、どの固定型個人用通信ビームが各システムユーザに最強の信号有効範囲を与えるのかをセル100における各ユーザの位置に基づいて決定する。

【0021】通信ビーム28の方向を調整するために比較がなされる第1の実施例に対し、交換ネットワーク108には、ビーム形成ネットワーク106a~106c間の変調/復調ネットワーク110a~110cを周期的に切り換えるための追跡信号が設けられており、該交

換ネットワーク108は、ビーム102の間のユーザを切り換える。例えば、変調/復調ネットワーク110bに割り当てられたある特別のユーザに、初期的に、ビーム形成ネットワーク106bとそれに関連する固定型通信ビームを通じて信号有効範囲とを与えることもできる。ユーザがセル100中を移動する際、ユーザ追跡ネットワーク112bは、ユーザの初期通信ビームに隣接する固定型通信ビームによって表示されているようなユーザ信号の相対振幅を比較して、信号パワー比を決定する。ある特別のユーザに対して、隣接する通信ビームを通じて、より強い信号有効範囲が付与されであろうことが一旦決定されると、交換ネットワーク108は、変調/復調ネットワーク110bを切替える、即ち、ユーザが移動している方向に依存して、変調/復調ネットワーク110bを、隣接するビーム形成ネットワーク106a若しくは106cのいずれかに接続する。

【0022】図8を参照すると、全方向性アンテナ120は、交換ネットワーク108に接続された前増幅・アナログ対デジタルコンバータ122に接続されるものとして示されている。前述したように、全方向性アンテナ120は、中央位置90に近接して位置付けられて、円103に示されているようなほぼ1/2マイルの範囲内のユーザに対して全方向性通信ビームを送信し、受信することができる。交換ネットワーク108は、ある特別のユーザが円103によって示された領域の内部に配置されていることをユーザ追跡ネットワーク112a~112cが判断したときに、位相調整アレイアンテナ18と全方向性アンテナ120の間で変調/復調ネットワーク110a~110cを切替える。全方向性アンテナと全方向性個人用通信ビームを使用することにより、通信ビーム102の間を高速に移動し得るユーザに対する落下呼出しの見込みが減少される。

【0023】上の記述は、本発明の単なる実施形態の例を開示し、記述したものである。当業者ならば、容易に、このような記述から、および、添付図面および特許請求の範囲から、特許請求の範囲によって定義されているような本発明の意図及び範囲から逸脱することなしに本発明において様々な変更や変形をなし得ることに気付くであろう。

【図面の簡単な説明】

【図1】ユーザ容量を増大させるために「セル分割」を利用した従来のセルラー通信システムを簡単に示す図。

【図2】セルラー通信システムと共に使用される、本発明による位相調整アレイアンテナを簡単に示す図。

【図3】セルラー通信システムの源地形セル内に配置された各システムユーザに位相調整アレイアンテナによって送信される、本発明の第1の実施形態による調整可能個人用通信ビームを示す図。

【図4】位相調整アレイアンテナに接続された、本発明によるセルラー通信システムの送信ネットワークの一部

を示す図。

【図5】位相調整アレイアンテナとユーザトラックアセンブリの間に接続された、本発明によるセルラー通信システムの受信ネットワークの一部を示す図。

【図6】セルラー通信システムの源地形セル中に信号有効範囲を提供するための、位相調整アレイアンテナによって送信される、本発明の第2の実施形態による固定型個人用通信ビームを示す図。

【図7】本発明の第2の実施形態によるセルラー通信システムのブロック図。

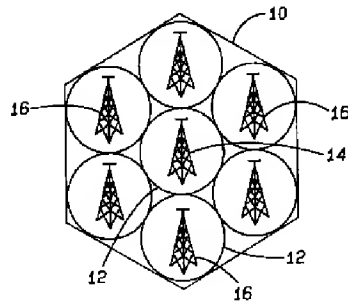
【図8】セルラー通信システムの複数のベースステーションの所定範囲内にある複数のユーザに信号有効範囲を提供するための、本発明の第1と第2の実施形態による全方向性アンテナを示す図。

【符号の説明】

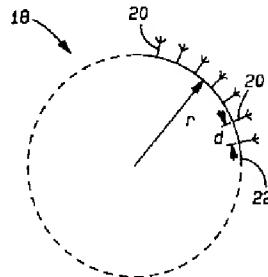
18 位相調整アレイアンテナ
20 放射素子

24 中央位置
26 セル
28 個人用通信ビーム
34 送信ネットワーク
36 受信ネットワーク
38 信号変調器
40 送信デジタルビーム形成ネットワーク
42 振幅位相制御素子
44 結合装置
70b ユーザ追跡アセンブリ
72b 振幅比較器
100 セル
102 個人用通信ビーム
108 交換ネットワーク
110a～110c 変調／復調ネットワーク
112a～112c ユーザ追跡アセンブリ
120 全方向性アンテナ

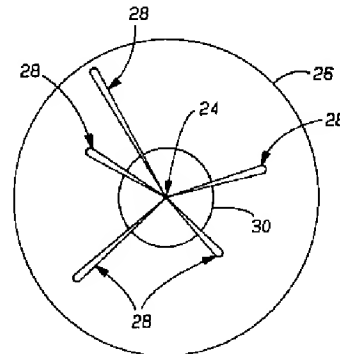
【図1】



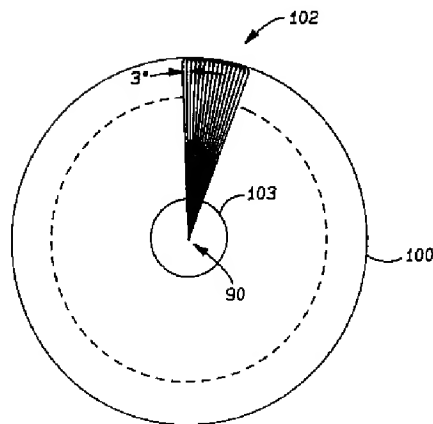
【図2】



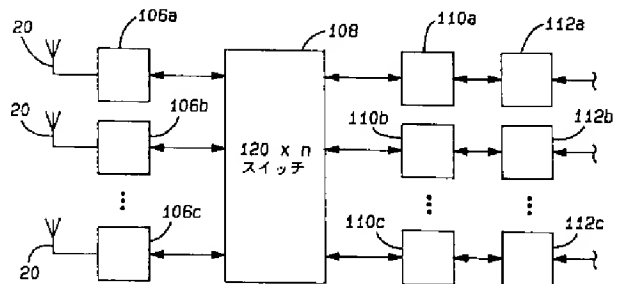
【図3】



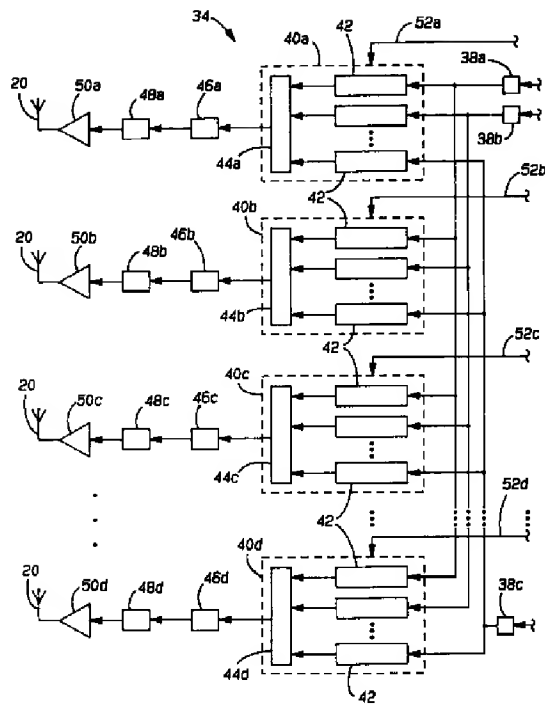
【図6】



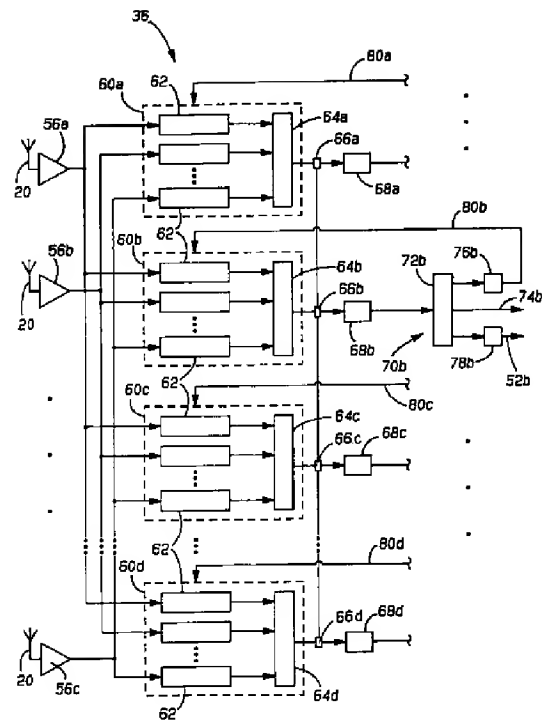
【図7】



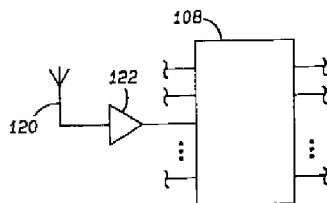
【図4】



【図5】



【図8】



フロントページの続き

(72)発明者 ロバート ワイ ヒューアン
 アメリカ合衆国 カリフォルニア州
 90274 ローリング ヒルズ エル コン
 チョー レーン 6

(19) **KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE**

KOREAN PATENT ABSTRACTS

(11)Publication number: **1020030007965 A**

(43)Date of publication of application: **23.01.2003**

(21)Application number: **1020027017017**

(71)Applicant: **SIEMENS
AKTIENGESELLSCHAFT**

(22)Date of filing: **13.12.2002**

(30)Priority: **04.07.2000 1**

(72)Inventor: **BRUNNER
CHRISTOPHER
SEEGER ALEXANDER
RAAF BERNHARD**

(51)Int. Cl **H04B 7/06**

(54) **BEAM FORMING METHOD USING WEIGHTING FACTORS THAT ARE PERIODICALLY RENEWED**

(57) Abstract:

The invention relates to a radio communications system comprising subscriber stations and a base station (BS) that is provided with an antenna system with a plurality of antenna elements that emit a downlink signal in a weighted manner with coefficients of a weighting vector. In order to form a beam, a plurality of weighting vectors is determined at the subscriber station (2) and the determined weighting vectors are transmitted to the base station (4). In a subsequent working phase, the subscriber station selects a dominant vector among the determined weighting vectors (6) and transmits an indicator of the selected weighting vector to the base station (7).

copyright KIPO & WIPO 2007



(19) **RU** (11) **2 225 080** (13) **C2**
(51) Int. Cl. 7 **H 04 Q 11/04, H 04 L 29/06**

RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) ABSTRACT OF INVENTION

(21), (22) Application: 2000129505/09 ,
23.04.1999
(24) Effective date for property rights: 23.04.1999
(30) Priority: 23.04.1998 US 09/064,830
(43) Application published: 10.11.2002
(46) Date of publication: 27.02.2004
(85) Commencement of national phase: 23.11.2000
(86) PCT application:
SE 99/00661 (23.04.1999)
(87) PCT publication:
WO 99/55095 (28.10.1999)
(98) Mail address:
129010, Moskva, ul. B. Spasskaja, 25,
str.3, OOO "Juridicheskaja firma
Gorodisskij i Partnery", pat.pov.
Ju.D.Kuznetsovu, reg.№ 595

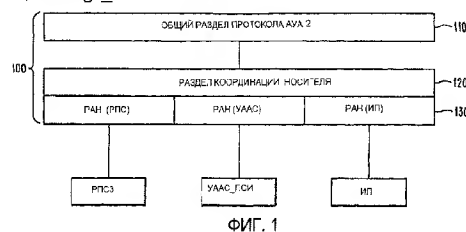
(72) Inventor: SABO Ishtvan (HU),
EhNEROT Lars Jeran Vil'khel'm (SE)
(73) Proprietor:
TELEFONAKTIEBOLAGET LM EHRICSSON
(publ) (SE)
(74) Representative:
Kuznetsov Jurij Dmitrievich

(54) MEDIUM-INDEPENDENT SIGNALING PROTOCOL

(57) Abstract:

FIELD: communication networks including mobile ones; signaling protocols independent of underlying-layer signaling medium service. SUBSTANCE: signaling protocol of asynchronous transfer mode adapting layer 2 (AYA2) is used in communication network independently of signaling medium service employed in sending signaling messages to and from various network entities such as mobile communication switching centers, radio-link controllers, and cellular-network base stations, for instance in mobile communication network. To this end AYA2 signaling protocol functions area is divided into several functional sublayers: General AYA2 Protocol Division, Medium Coordination Division, and Medium Adapting Division, the

latter functioning to convert incoming and outgoing messages so as to make them compatible with AYA2 signaling protocol or, respectively, with underlying-layer signaling medium service. EFFECT: provision for generating signaling protocol independent of signaling medium service. 40 cl, 4 dwg _





(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 225 080** ⁽¹³⁾ **C2**
(51) МПК 7 **H 04 Q 11/04, H 04 L 29/06**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ
ЗНАКАМ

(12) **ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ**

(21), (22) Заявка: 2000129505/09, 23.04.1999

(24) Дата начала действия патента: 23.04.1999

(30) Приоритет: 23.04.1998 US 09/064,830

(43) Дата публикации заявки: 10.11.2002

(46) Дата публикации: 27.02.2004

(56) Ссылки: PATEL A. et al.: "THE NEED FOR AN ADVANCED ATM SIGNALLING PROTOCOL". - COMPUTER STANDARDS AND INTERFACES, vol. 18, № 3, 1 June 1996, p. 259-273, S, fig.3. SU 1690210 A1, 07.11.1991. EP 0569180 A2, 10.11.1993. EP 0805576 A2, 05.11.1997. EP 0658063 A1, 14.06.1995. MODURI N: "AN IMPLEMENTATION OF THE COMMON NETWORK MANAGEMENT INFORMATION SERVICE ELEMENT INTERFACES", IEEE COMMUNICATIONS MAGAZINE, vol. 29, № 7, 1 July 1991, p. 29-38, "ACMICE PROTOCOL". MUKASA T. et al.: "PROPOSALS OF CALL MODELING FOR INTELLIGENT NETWORK OVER BRODBAND ISDN", GLOBECOM' 95, IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE SINGAPORE, Nov. 14-16, 1995, vol. 2, 14 November 1995, INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, p. 1265-1271, 4. PATENT ABSTRACTS OF Japan, vol. 16, № 582, E-1300 abstract of Jp 4-233364 A (SHARP CORP), 21 August 1992.

(85) Дата перевода заявки PCT на национальную фазу: 23.11.2000

(86) Заявка PCT:
SE 99/00661 (23.04.1999)

(87) Публикация PCT:
WO 99/55095 (28.10.1999)

(98) Адрес для переписки:
129010, Москва, ул. Б. Спасская, 25,
стр.3, ООО "Юридическая фирма
Городисский и Партнеры", пат.пов.
Ю.Д.Кузнецову, рег.№ 595

(72) Изобретатель: САБО Иштван (HU),
ЭНЕРОТ Ларс Йеран Вильхельм (SE)

(73) Патентообладатель:
ТЕЛЕФОНАКТИЕБОЛАГЕТ ЛМ ЭРИКСОН
(публ) (SE)

(74) Патентный поверенный:
Кузнецов Юрий Дмитриевич

RU 2 225 080 C2

RU 2 225 080 C2

(54) **НЕЗАВИСИМЫЙ ОТ НОСИТЕЛЯ ПРОТОКОЛ СИГНАЛИЗАЦИИ**

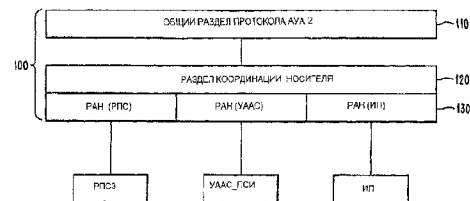
(57) Изобретение относится к протоколам сигнализации в сетях связи (например, в

сетях мобильной связи), а именно к протоколу сигнализации в сети связи, который не зависит от услуги носителя сигнализации

RU 2 2 2 2 5 0 8 0 C 2

нижележащего уровня. Технический результат - создание протокола сигнализации, независимого от услуги носителя сигнализации. В сети связи протокол сигнализации уровня РАП-адаптации (2) (АУА2) применяют независимо от услуги носителя сигнализации, которую используют при пересылке сообщений сигнализации к различным сетевым объектам и от них, примерами которых являются центры коммутации мобильной связи, контроллеры сетей радиосвязи и базовые станции сотовой сети, например, в сети мобильной связи. С этой целью область функций протокола сигнализации АУА2 подразделяют на несколько функциональных подуровней: Общий Раздел Протокола АУА2 (ОРП),

Раздел Координации Носителя (РКН) и Раздел Адаптации Носителя (РАН), причем РАН преобразует входящие и исходящие сообщения таким образом, чтобы они были совместимы с протоколом сигнализации АУА2 или соответственно с услугой носителя сигнализации нижележащего уровня. 4 с. и 36 з.п. ф-лы, 4 ил.



ФИГ. 1

RU 2 2 2 2 5 0 8 0 C 2



(19) **RU** (11) **2 225 080** (13) **C2**
(51) Int. Cl. 7 **H 04 Q 11/04, H 04 L 29/06**

RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) ABSTRACT OF INVENTION

(21), (22) Application: 2000129505/09 ,
23.04.1999
(24) Effective date for property rights: 23.04.1999
(30) Priority: 23.04.1998 US 09/064,830
(43) Application published: 10.11.2002
(46) Date of publication: 27.02.2004
(85) Commencement of national phase: 23.11.2000
(86) PCT application:
SE 99/00661 (23.04.1999)
(87) PCT publication:
WO 99/55095 (28.10.1999)
(98) Mail address:
129010, Moskva, ul. B. Spasskaja, 25,
str.3, OOO "Juridicheskaja firma
Gorodisskij i Partnery", pat.pov.
Ju.D.Kuznetsovu, reg.№ 595

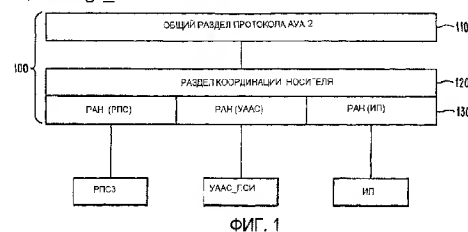
(72) Inventor: SABO Ishtvan (HU),
EhNEROT Lars Jeran Vil'khel'm (SE)
(73) Proprietor:
TELEFONAKTIEBOLAGET LM EHRICSSON
(publ) (SE)
(74) Representative:
Kuznetsov Jurij Dmitrievich

(54) MEDIUM-INDEPENDENT SIGNALING PROTOCOL

(57) Abstract:

FIELD: communication networks including mobile ones; signaling protocols independent of underlying-layer signaling medium service. SUBSTANCE: signaling protocol of asynchronous transfer mode adapting layer 2 (AYA2) is used in communication network independently of signaling medium service employed in sending signaling messages to and from various network entities such as mobile communication switching centers, radio-link controllers, and cellular-network base stations, for instance in mobile communication network. To this end AYA2 signaling protocol functions area is divided into several functional sublayers: General AYA2 Protocol Division, Medium Coordination Division, and Medium Adapting Division, the

latter functioning to convert incoming and outgoing messages so as to make them compatible with AYA2 signaling protocol or, respectively, with underlying-layer signaling medium service. EFFECT: provision for generating signaling protocol independent of signaling medium service. 40 cl, 4 dwg _



Отсутствует 'Текст описания'
Текст описания в факсимильном виде (см. графическую часть)и

Формула изобретения:

1. Способ транспортировки сообщения сигнализации, сгенерированного в соответствии с протоколом сигнализации на уровне сигнализации сетевой архитектуры сети связи, имеющей многоуровневую архитектуру, причем упомянутое сообщение сигнализации сгенерировано независимо от услуги носителя сигнализации нижележащего уровня, включающий в себя следующие этапы, на которых генерируют сообщение сигнализации, независимое от услуги носителя сигнализации нижележащего уровня, которая должна быть использована при транспортировке сообщения на удаленный узел сети, вызывают примитив услуги, связанный с уровнем сигнализации, причем этот примитив услуги обеспечивает интерфейс между уровнем сигнализации и уровнями, на которых действует услуга носителя сигнализации нижележащего уровня, помещают сообщение сигнализации в примитив услуги уровня сигнализации в качестве параметра, причем упомянутый параметр используют для обмена информацией между уровнем сигнализации и уровнями, на которых действует услуга носителя сигнализации нижележащего уровня, и осуществляют передачу информации сообщения сигнализации к услуге носителя сигнализации нижележащего уровня посредством отображения примитива услуги уровня сигнализации в примитив, связанный с услугой носителя сигнализации нижележащего уровня, направляют примитив услуги носителя сигнализации услуге носителя сигнализации нижележащего уровня, и транспортируют информацию сообщения сигнализации к удаленному узлу сети, используя одно или более сообщений услуги носителя сигнализации нижележащего уровня.

2. Способ по п.1, отличающийся тем, что дополнительно содержит перед этапом передачи этап выбора услуги носителя сигнализации нижележащего уровня из множества услуг носителя сигнализации, которые могут быть использованы для транспортировки сообщения сигнализации к удаленному узлу сети.

3. Способ по п.1, отличающийся тем, что услуга носителя сигнализации представляет собой услугу уровня адаптации к режиму асинхронной передачи сигнализации - пользовательского сетевого интерфейса (УААС_ПСИ).

4. Способ по п.3, отличающийся тем, что упомянутый этап отображения примитива услуги уровня сигнализации в примитив, связанный с услугой носителя сигнализации нижележащего уровня, включает в себя этап удаления адресного параметра, связанного с удаленным узлом сети, из примитива услуги.

5. Способ по п.3, отличающийся тем, что этапы отображения и направления включают в себя этапы, на которых отображают примитив ЗАПРОС_ПЕРЕСЫЛКИ на примитив ЗАПРОС_ДАННЫХ и направляют примитив ЗАПРОС_ДАННЫХ услуге носителя сигнализации УААС_ПСИ.

6. Способ по п.3, отличающийся тем, что этапы вызова, отображения и направления

дополнительно включают в себя этапы, на которых вызывают примитив ЗАПРОС_ОСТАНОВА, отображают примитив ЗАПРОС_ОСТАНОВА на примитив ЗАПРОС_ОКОНЧАНИЯ и направляют примитив ЗАПРОС_ОКОНЧАНИЯ услуге носителя сигнализации УААС_ПСИ.

7. Способ по п.3, отличающийся тем, что этапы вызова, отображения и направления дополнительно включают в себя этапы, на которых вызывают примитив ЗАПРОС_ЗАПУСКА, отображают примитив ЗАПРОС_ЗАПУСКА на примитив ЗАПРОС_УСТАНОВЛЕНИЯ и направляют примитив ЗАПРОС_УСТАНОВЛЕНИЯ услуге носителя сигнализации УААС_ПСИ.

8. Способ по п.1, отличающийся тем, что услуга носителя сигнализации является услугой носителя, определяемой как Раздел пересылки сообщений 3 (РПСЗ).

9. Способ по п.8, отличающийся тем, что упомянутый этап отображения примитива услуги уровня сигнализации в примитив, связанный с услугой носителя сигнализации нижележащего уровня, включает в себя этап, на котором вводят идентификационный код в примитив услуги уровня сигнализации в качестве параметра, причем идентификационный код соответствует узлу РПС, обеспечивающему выдачу сообщения сигнализации.

10. Способ по п.8, отличающийся тем, что этап отображения примитива услуги уровня сигнализации в примитив, связанный с услугой носителя сигнализации нижележащего уровня, включает в себя этапы, на которых идентифицируют адресный параметр примитива услуги, причем адресный параметр соответствует удаленному узлу сети, используют адресный параметр для нахождения идентификационного кода узла РПС, связанного с удаленным узлом сети, и заменяют адресный параметр идентификационным кодом.

11. Способ по п.8, отличающийся тем, что упомянутый этап отображения примитива услуги уровня сигнализации в примитив, связанный с услугой носителя сигнализации нижележащего уровня, включает в себя этап, на котором вводят код выбора канала в примитив услуги в качестве параметра, причем код выбора канала идентифицирует один из совокупности каналов, по которым сообщение можно транспортировать на удаленный узел сети.

12. Способ по п.8, отличающийся тем, что этап отображения примитива услуги уровня сигнализации в примитив, связанный с услугой носителя сигнализации нижележащего уровня, включает в себя этап, на котором вводят код информации сигнализации в примитив услуги в качестве параметра, причем код информации сигнализации идентифицирует протокол сигнализации как пользователя РПС.

13. Способ по п.8, отличающийся тем, что этапы отображения и направления включают в себя этапы, на которых отображают примитив РПС_АДАПТЕР_ЗАПРОС_ПЕРЕСЫЛКИ на примитив РПСЗ_ЗАПРОС_ПЕРЕСЫЛКИ и направляют примитив РПСЗ_ЗАПРОС_ПЕРЕСЫЛКИ услуге носителя РПСЗ.

14. Способ по п.8, отличающийся тем, что этапы вызова, отображения и направления

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

включают в себя этапы, на которых вызывают примитив ЗАПРОС_ОСТАНОВА, отображают примитив ЗАПРОС_ОСТАНОВА на примитив УКАЗАТЕЛЬ_ОСТАНОВА и направляют примитив УКАЗАТЕЛЬ_ОСТАНОВА обратно в упомянутое средство генерирования сообщений.

15. Способ по п.8, отличающийся тем, что этапы вызова, отображения и направления включают в себя этапы, на которых вызывают примитив ЗАПРОС_ЗАПУСКА, отображают примитив ЗАПРОС_ЗАПУСКА на примитив УКАЗАТЕЛЬ_ЗАПУСКА и направляют примитив УКАЗАТЕЛЬ_ЗАПУСКА обратно в упомянутое средство генерирования сообщений.

16. Способ приема в локальном узле сети связи, имеющей многоуровневую архитектуру, сообщения сигнализации, посланного из удаленного узла сети с использованием услуги носителя сигнализации, которая является независимой от протокола сигнализации на вышележащем уровне сигнализации, причем упомянутый протокол сигнализации используется для генерирования и приема сообщений сигнализации для управления соединениями в сети, содержащий этапы, на которых принимают на локальном узле сети входящее сообщение сигнализации об услуге носителя сигнализации, вызывают примитив услуги, связанный с этой услугой носителя сигнализации, причем упомянутый примитив услуги обеспечивает интерфейс между уровнями, на которых действует услуга носителя сигнализации, и вышележащим уровнем сигнализации, помещают информацию из входящего сообщения сигнализации в примитив услуги носителя сигнализации в качестве параметра, причем упомянутый параметр используется для обмена информацией между уровнями, на которых действует услуга носителя сигнализации, и вышележащим уровнем сигнализации, осуществляют передачу информации сообщения сигнализации к протоколу сигнализации посредством отображения примитива услуги носителя сигнализации в примитив, связанный с вышележащим уровнем сигнализации, и направляют примитив услуги носителя сигнализации на приемник входящих сообщений в локальном узле сети.

17. Способ по п.16, отличающийся тем, что дополнительно содержит перед этапом приема информации сообщения сигнализации в одном или более сообщений услуги носителя сигнализации этап определения, какая используется услуга носителя сигнализации из множества услуг носителя сигнализации, которые могут быть использованы для транспортировки сообщения сигнализации.

18. Способ по п.16, отличающийся тем, что услуга носителя сигнализации представляет собой услугу УААС_ПСИ.

19. Способ по п.18, отличающийся тем, что этап отображения примитива услуги носителя сигнализации в примитив, связанный с вышележащим уровнем сигнализации, включает в себя этап вставки адресного параметра, связанного с удаленным узлом сети, в примитив услуги носителя сигнализации.

20. Способ по п.18, отличающийся тем, что этапы отображения и направления включают в себя этапы, на которых

отображают примитив УКАЗАТЕЛЬ_ДАННЫХ на примитив УКАЗАТЕЛЬ_ПЕРЕСЫЛКИ и направляют примитив УКАЗАТЕЛЬ_ПЕРЕСЫЛКИ в упомянутое средство приема входящих сообщений.

21. Способ по п.18, отличающийся тем, что этапы отображения и направления включают в себя этапы, на которых отображают примитив УКАЗАТЕЛЬ_ОКОНЧАНИЯ на примитив УКАЗАТЕЛЬ_ОСТАНОВА, отображают примитив ПОДТВЕРЖДЕНИЕ_ОКОНЧАНИЯ на примитив УКАЗАТЕЛЬ_ОСТАНОВА и направляют УКАЗАТЕЛЬ_ОСТАНОВА в упомянутое средство приема входящих сообщений.

22. Способ по п.18, отличающийся тем, что этапы отображения и направления включают в себя этапы, на которых отображают примитив УКАЗАТЕЛЬ_УСТАНОВЛЕНИЯ на примитив УКАЗАТЕЛЬ_ЗАПУСКА, отображают примитив ПОДТВЕРЖДЕНИЕ_УСТАНОВЛЕНИЯ на примитив УКАЗАТЕЛЬ_ЗАПУСКА и направляют УКАЗАТЕЛЬ_ЗАПУСКА в упомянутое средство приема входящих сообщений.

23. Способ по п.16, отличающийся тем, что услуга носителя сигнализации представляет собой услугу РПС3.

24. Способ по п.23, отличающийся тем, что дополнительно включает этап, на котором удаляют идентификационный кодовый параметр из второго примитива услуги, причем идентификационный код соответствует узлу РПС, связанному с удаленным узлом сети.

25. Способ по п.24, отличающийся тем, что дополнительно включает этапы, на которых используют идентификационный код для идентификации адреса, соответствующего удаленному узлу сети, и вводят адрес, соответствующий удаленному узлу сети, в примитив услуги в качестве параметра вместо идентификационного кодового параметра.

26. Способ по п.25, отличающийся тем, что второй примитив услуги представляет собой примитив УКАЗАТЕЛЬ_ПАУЗЫ.

27. Способ по п.25, отличающийся тем, что второй примитив услуги представляет собой примитив УКАЗАТЕЛЬ_ВОЗОБНОВЛЕНИЯ.

28. Способ по п.25, отличающийся тем, что второй примитив услуги представляет собой примитив УКАЗАТЕЛЬ_СТАТУСА.

29. Способ по п.23, отличающийся тем, что этап отображения примитива услуги носителя сигнализации в примитив, связанный с вышележащим уровнем сигнализации, включает в себя этап удаления идентификационного кодового параметра, соответствующего удаленному узлу сети, из примитива услуги носителя сигнализации.

30. Способ по п.23, отличающийся тем, что этап отображения примитива услуги носителя сигнализации в примитив, связанный с вышележащим уровнем сигнализации, включает в себя этап удаления идентификационного кодового параметра, соответствующего локальному узлу сети, из примитива услуги носителя сигнализации.

31. Способ по п.23, отличающийся тем, что этап отображения примитива услуги носителя сигнализации в примитив, связанный с вышележащим уровнем

сигнализации, включает в себя этап удаления из примитива услуги носителя сигнализации кодового параметра выбора канала, который идентифицирует канал, по которому входящее сообщение было транспортировано от удаленного узла сети.

32. Способ по п.23, отличающийся тем, что этап отображения примитива услуги носителя сигнализации в примитив, связанный с вышележащим уровнем сигнализации, включает в себя этап удаления из примитива услуги носителя сигнализации кодового параметра информации сигнализации, который идентифицирует протокол сигнализации как пользователя РПС.

33. Архитектура многоуровневого протокола в сети связи, обеспечивающая генерирование сообщений сигнализации в соответствии с протоколом сигнализации и передачу посредством услуги носителя сигнализации нижележащего уровня независимо от протокола сигнализации, причем упомянутая архитектура многоуровневого протокола содержит: наивысший уровень сигнализации, который генерирует сообщение сигнализации, раздел координации носителя (РКН) ниже уровня сигнализации, который принимает сообщение сигнализации от уровня сигнализации и вызывает примитив услуги, в котором сообщение сигнализации является параметром, причем упомянутый РКН включает в себя функцию распределения, которая распределяет примитив услуги к выбранному адаптеру носителя, соответствующему услуге носителя сигнализации вышележащего уровня, и раздел адаптера носителя (РАН) ниже РКН, который принимает примитив услуги от РКН и адаптирует примитив услуги так, чтобы он был совместим с услугой носителя нижележащего уровня, причем упомянутый РАН включает в себя множество адаптеров носителя, каждый из множества упомянутых адаптеров носителей выполнен с возможностью адаптировать примитив так, чтобы он был совместим с другой соответствующей услугой носителя сигнализации.

34. Архитектура многоуровневого протокола по п.33, отличающаяся тем, что наивысший уровень сигнализации является общим разделом протокола (ОРП) АУА2, который принимает сообщения сигнализации АУА2.

35. Архитектура многоуровневого протокола по п.34, отличающаяся тем, что услуга носителя сигнализации нижележащего уровня представляет собой

услугу УААС_ПСИ, а упомянутый РАН является УААС_ПСИ-адаптером.

36. Архитектура многоуровневого протокола по п.34, отличающаяся тем, что услуга носителя сигнализации нижележащего уровня представляет собой услугу носителя РПС3, а упомянутый РАН является РПС3-адаптером.

37. Архитектура многоуровневого протокола в сети связи, обеспечивающая прием сообщений сигнализации, причем упомянутые сообщения сигнализации сгенерированы в соответствии с протоколом сигнализации и переданы посредством услуги носителя сигнализации нижележащего уровня, независимой от протокола сигнализации, причем упомянутая архитектура многоуровневого протокола содержит: раздел адаптера носителя (РАН) выше услуги носителя сигнализации нижележащего уровня, который принимает от услуги носителя сигнализации нижележащего уровня примитив услуги, в котором сообщение сигнализации является параметром, при этом упомянутый примитив услуги является совместимым с услугой носителя сигнализации нижележащего уровня, и упомянутый РАН включает в себя множество адаптеров носителя, где каждый из множества упомянутых адаптеров носителя выполнен с возможностью адаптировать упомянутый примитив из отличного формата, совместимого с отличной услугой носителя нижележащего уровня, в формат, совместимый с протоколом сигнализации, и раздел координации носителя (РКН) выше РАН, который принимает адаптированный примитив услуги от РАН и выделяет сообщение сигнализации, и наивысший уровень сигнализации выше РКН, который принимает сообщения сигнализации от РКН.

38. Архитектура многоуровневого протокола по п.37, отличающаяся тем, что наивысший уровень сигнализации является общим разделом протокола (ОРП) АУА2, который принимает сообщения сигнализации АУА2.

39. Архитектура многоуровневого протокола по п.38, отличающаяся тем, что услуга носителя сигнализации нижележащего уровня представляет собой услугу УААС_ПСИ, а упомянутый РАН является УААС_ПСИ-адаптером.

40. Архитектура многоуровневого протокола по п.38, отличающаяся тем, что услуга носителя сигнализации нижележащего уровня представляет собой услугу носителя РПС3, а упомянутый РАН является РПС3-адаптером.

Настоящее изобретение относится к протоколам сигнализации в сетях связи (например, в сетях мобильной связи). Более конкретно, настоящее изобретение относится к протоколу сигнализации в сети связи, который не зависит от услуги носителя сигнализации нижележащего уровня.

Обычно сетевые системы строят в соответствии с так называемой многоуровневой архитектурой, известной из уровня техники. Многоуровневая архитектура предусматривает пересылку данных и/или сообщений сигнализации между равноправными объектами на одном и том же уровне многоуровневой архитектуры посредством услуг, предоставляемых нижележащими уровнями. Генерирование, форматирование, передачу, прием и транспортировку сообщений, которыми обмениваются равноправные объекты, осуществляют по правилам, описанным в спецификации протокола. Функциональные возможности вышележащего уровня, обеспечиваемые нижележащим уровнем, а также форматирование и кодирование информации, которой обмениваются соседние уровни, описаны в спецификации интерфейса. Спецификация интерфейса обычно описывает каждую функцию, обеспечиваемую нижележащим уровнем, в виде соответствующего примитива услуги, причем каждый примитив связан с конкретной функцией или услугой, которую нижележащий уровень предоставляет уровню, находящемуся непосредственно над ним. Информацию, которой обменива-

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

ются уровни, описывают в виде параметров конкретного примитива.

Простая многоуровневая архитектура может включать в себя, в направлении сверху вниз, уровень приложения, сетевой уровень, уровень канала передачи данных и физический уровень. Функция уровня приложения заключается в генерировании, обработке и форматировании данных и/или сигнализации, что необходимо для поддержки конкретного пользовательского приложения (например, сотовой услуги речевой связи). Функция сетевого уровня заключается в управлении каналами и двусторонними взаимосвязями между различными сетевыми объектами, например, различными центрами коммутации мобильной связи, контроллерами сети радиосвязи и блоками базовой станции в сотовой сети. Уровень канала передачи данных предоставляет средства (т.е. каналы связи) для пересылки данных и сигнализации в гарантированном режиме между соседними узлами сети. Физический уровень предоставляет услуги, которые необходимы для взаимодействия с физической средой, например, кодирование, модуляцию, передачу и прием сигналов.

Ясно, что описанная выше многоуровневая архитектура может включать в себя уровень сигнализации, причем уровень сигнализации, фактически, является частью уровня приложения или сетевого уровня. Уровень сигнализации, как явствует из его названия, предусматривает генерирование и прием сообщений сигнализации в соответствии с конкретным протоколом сигнализации (например, Q.2931 сетевого интерфейса для частной

RU 2225080 C2

RU 2225080 C2

сети (СИЧС), пользовательского раздела широкополосной цифровой сети с комплексными услугами (ПРШЦСКУ). Протокол сигнализации задает правила генерирования и форматирования сообщений сигнализации. В свою очередь, сообщения сигнализации используют, например, для установки, поддержки и разъединения соединений между сетевыми объектами.

Также очевидно, что низкоуровневая сетевая услуга, например, услуга носителя сигнализации, требуется для транспортировки сообщений сигнализации от объекта-отправителя к объекту-получателю. В качестве примеров услуг носителя сигнализации можно рассматривать услугу Уровня РАП (режима асинхронной передачи) - Адаптации Сигнализации - Пользовательского сетевого Интерфейса (УААС_ПСИ) и услугу Раздела 3 Пересылки Сообщений (РПС3). В общем случае, многоуровневая архитектура предусматривает, что услуга носителя сигнализации сопряжена с функциональными уровнями, лежащими ниже уровня сигнализации.

Обычно в различных сетях применяют разные услуги носителя сигнализации. Кроме того, протоколы сигнализации разрабатывают таким образом, чтобы они были совместимы с конкретной услугой носителя сигнализации. Например, протокол сигнализации (Q.2931) Международного союза электросвязи (МСЭ) для пользовательского сетевого интерфейса (ПСИ) предназначен для исполнения услугой носителя сигнализации Уровня РАП-Адаптации Сигнализации - Пользовательского сетевого Интерфейса (УААС_ПСИ). Аналогично, протокол сетевого Интерфейса

RU 2225080 C2

RU 2225080 C2

для Частной Сети (СИЧС) выполняется услугой носителя сигнализации УААС_ПСИ. Однако, Пользовательский Раздел протокола сигнализации Широкополосной Цифровой Сети с Комплексными Услугами (ПР-ШЦСКУ) предназначен для выполнения услугой носителя, определяемой как Раздел Пересылки Сообщений (РПСЗ), связанной с Системой Сигнализации № 7 (СС7). Так как сети связи продолжают перекрываться, взаимодействовать и совместно использовать услуги друг друга, применение протокола сигнализации, несовместимого со всеми услугами носителя сигнализации, кроме одной, вызвало бы проблемы, поскольку это может ограничить пользовательский доступ к некоторым сетям и сузить возможности его обслуживания этими сетями. Таким образом, было бы весьма желательно иметь протокол сигнализации, который обеспечивает генерирование, обработку и прием сообщений сигнализации независимо от услуги носителя сигнализации нижележащего уровня.

Сущность изобретения

Задачей настоящего изобретения является создание более гибкой архитектуры протокола сигнализации.

Задачей настоящего изобретения также является создание протокола сигнализации для сети связи, обеспечивающего генерирование сообщений сигнализации независимо от услуги носителя сигнализации нижележащего уровня, которая используется для пересылки сообщений сигнализации.

Кроме того, задача настоящего изобретения состоит в

создании протокола сигнализации, который можно использовать применительно к различным телекоммуникационным приложениям, сетям, сетевым сегментам и рынкам, без необходимости предварительной модификации протокола сигнализации.

Режим Асинхронной Передачи, Уровень Адаптации 2 (AUA2) является общеизвестным способом, который можно использовать для пересылки данных и информации сигнализации, что описано в рекомендации [секции сетевых технологий] МСЭ-Т за № I.363.2 "Спецификация уровня РАП-адаптации Ш-ЦСКУ, тип 2", сентябрь 1997 г. Можно ожидать, что AUA2 вскоре получит широкое распространение применительно к различным телекоммуникационным приложениям, сетям и рынкам.

В общем случае, настоящее изобретение предусматривает использование протокола сигнализации AUA2, который теперь может использоваться независимо от услуги носителя сигнализации нижележащего уровня, который используют для установки, поддержания и завершения двусторонних соединений протокола AUA2. С этой целью область функций протокола сигнализации AUA2 подразделяют на несколько функциональных подуровней: Общий Раздел Протокола AUA2 (ОРП), Раздел Координации Носителя (РКН) и Раздел Адаптации Носителя (РАН), причем РКН дает возможность динамического переключения между различными услугами носителя сигнализации. Ниже подробнее описаны функции, осуществляемые на каждом из этих уровней.

Согласно одному из аспектов настоящего изобретения, для достижения вышеуказанных и иных результатов предусмотрен

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

способ генерирования сообщений сигнализации в соответствии с протоколом сигнализации, вне зависимости от услуги носителя сигнализации нижележащего уровня. Способ предусматривает генерирование сообщения сигнализации, вне зависимости от услуги носителя сигнализации нижележащего уровня, предназначенной для транспортировки сообщения на удаленный узел сети, с последующим вызовом примитива услуги, причем сообщение сигнализации является параметром примитива услуги. Кроме того, способ предусматривает адаптацию примитива услуги для обеспечения его совместимости с услугой носителя сигнализации нижележащего уровня.

Согласно другому аспекту настоящего изобретения, для достижения вышеуказанных и иных результатов предусмотрен способ приема сообщений сигнализации в соответствии с протоколом сигнализации, вне зависимости от услуги носителя сигнализации нижележащего уровня. Этот способ предусматривает прием входящего сообщения в локальном узле сети, вне зависимости от услуги носителя сигнализации нижележащего уровня, предназначенной для транспортировки входящего сообщения от удаленного узла сети, причем входящее сообщение является параметром входящего примитива услуги. Кроме того, способ предусматривает адаптацию входящего примитива услуги из формата, совместимого с услугой носителя сигнализации нижележащего уровня, в формат, совместимый с протоколом сигнализации.

Согласно еще одному аспекту настоящего изобретения, для достижения вышеуказанных и иных результатов предусмотрено

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

устройство, которое генерирует сообщения сигнализации с использованием протокола сигнализации AYA2, вне зависимости от услуги носителя сигнализации нижележащего уровня. Устройство включает в себя средство генерирования сообщений, вне зависимости от услуги носителя сигнализации нижележащего уровня, предназначенной для транспортировки сообщения в удаленный узел сети, и средство вызова примитива услуги, причем сообщение сигнализации является параметром примитива услуги. Устройство также включает в себя средство адаптации носителя для преобразования примитива услуги из формата, совместимого с протоколом сигнализации AYA2, в формат, совместимый с услугой носителя сигнализации нижележащего уровня.

Согласно еще одному аспекту настоящего изобретения, для достижения вышеуказанных и иных результатов предусмотрено устройство, которое принимает сообщения сигнализации с использованием протокола сигнализации AYA2, вне зависимости от услуги носителя сигнализации нижележащего уровня. Устройство включает в себя средство приема входящих сообщений в локальном узле сети, вне зависимости от услуги носителя сигнализации нижележащего уровня, предназначенной для транспортировки входящего сообщения от удаленного узла сети, причем входящее сообщение является параметром входящего примитива услуги. Устройство также включает в себя средство адаптации для преобразования примитива услуги из формата, совместимого с услугой носителя сигнализации нижележащего уровня, в формат, совместимый с протоколом сигнализации AYA2.

Краткое описание чертежей

Задачи и преимущества изобретения поясняются в нижеследующем подробном описании, иллюстрируемом чертежами, на которых показано следующее:

фиг. 1 - многоуровневая архитектура протокола сигнализации AYA2, соответствующая предпочтительному варианту осуществления настоящего изобретения;

фиг. 2 - функция отображения примитива, которую выполняет раздел координации носителя в соответствии с предпочтительным вариантом осуществления настоящего изобретения;

фиг. 3 - УААС_ПСИ-адаптер; и

фиг. 4 - иллюстрирует РПС-адаптер.

Подробное описание

Для лучшего понимания изобретения, нижеследующее подробное описание приведено со ссылками на прилагаемые чертежи, которые иллюстрируют и описывают предпочтительные иллюстративные варианты осуществления настоящего изобретения. Кроме того, для идентификации одинаковых элементов на чертежах используются одинаковые ссылочные позиции.

Согласно вышесказанному, настоящее изобретение предусматривает применение протокола сигнализации AYA2, который обеспечивает генерирование и прием сообщения сигнализации независимо от услуги носителя сигнализации нижележащего уровня. Для этого, согласно предпочтительному варианту осуществления настоящего изобретения, протокол сигнализации

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

АУА2 делят на три функциональных подуровня.

На фиг. 1 изображена многоуровневая архитектура 100 протокола сигнализации АУА2 в соответствии с предпочтительным вариантом осуществления настоящего изобретения, причем многоуровневая архитектура 100 включает в себя следующие три функциональных подуровня: общий раздел протокола АУА2 (ОРП) 110, раздел координации носителя (РКН) 120 и раздел адаптации носителя (РАН) 130. Ниже подробно описан каждый из этих трех функциональных подуровней.

Самым высоким функциональным подуровнем является ОРП 110. ОРП 110, по существу, обеспечивает формирование сообщений сигнализации АУА2, которые используют для установки, поддержания и завершения соединений АУА2. Согласно предпочтительному варианту осуществления первоначально ОРП 110 направляет сообщения сигнализации на уровень услуги носителя сигнализации. Однако, для передачи и/или приема сообщений сигнализации, РКН 120 должен выдать на интерфейс между ОРП 110 и РКН 120 следующие примитивы:

НОСИТЕЛЬ_ЗАПРОС_ПЕРЕСЫЛКИ НОСИТЕЛЬ_УКАЗАТЕЛЬ_ПЕРЕСЫЛКИ
НОСИТЕЛЬ_УКАЗАТЕЛЬ_ПАУЗЫ НОСИТЕЛЬ_УКАЗАТЕЛЬ_ВОЗОВНОВЛЕНИЯ
НОСИТЕЛЬ_УКАЗАТЕЛЬ_СТАТУСА НОСИТЕЛЬ_ЗАПРОС_ЗАПУСКА
НОСИТЕЛЬ_УКАЗАТЕЛЬ_ЗАПУСКА НОСИТЕЛЬ_ЗАПРОС_ОСТАНОВА и
НОСИТЕЛЬ_УКАЗАТЕЛЬ_ОСТАНОВА

Примитив НОСИТЕЛЬ_ЗАПРОС_ПЕРЕСЫЛКИ используют для передачи исходящих сообщений сигнализации АУА2 на уровень услуги носителя сигнализации. Параметрами, связанными с примитивом

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

RU 2225080 C2

НОСИТЕЛЬ_ЗАПРОС_ПЕРЕСЫЛКИ являются само сообщение сигнализации и адрес АУА2 соседнего переключателя АУА2, на который услуга носителя сигнализации должна транспортировать сообщение. Примитив НОСИТЕЛЬ_УКАЗАТЕЛЬ_ПЕРЕСЫЛКИ используют для доставки входящих сообщений сигнализации АУА2 на ОРП 110. Параметрами, связанными с примитивом НОСИТЕЛЬ_УКАЗАТЕЛЬ_ПЕРЕСЫЛКИ, являются сообщение сигнализации и адрес АУА2 переключателя АУА2, который последним обрабатывал сообщение сигнализации. Примитив НОСИТЕЛЬ_УКАЗАТЕЛЬ_ПАУЗЫ используют, чтобы информировать ОРП 110 о том, что другой переключатель АУА2 недоступен. Параметром, связанным с примитивом НОСИТЕЛЬ_УКАЗАТЕЛЬ_ПАУЗЫ, является адрес АУА2, связанный с недоступным переключателем АУА2. Примитив НОСИТЕЛЬ_УКАЗАТЕЛЬ_ВОЗОБНОВЛЕНИЯ используют, чтобы информировать ОРП 110 о том, что другой переключатель АУА2, ранее указанный как недоступный, теперь способен принимать сообщения сигнализации. Параметром в данном случае является адрес АУА2 ранее недоступного переключателя АУА2. Примитив НОСИТЕЛЬ_УКАЗАТЕЛЬ_СТАТУСА используют, чтобы сообщать, что другой переключатель АУА2 частично недоступен, ввиду, например, перегрузки трафика сообщений или невозможности для услуги носителя сигнализации связаться с ОРП. Параметром вновь является адрес АУА2 данного частично недоступного переключателя АУА2 и код причины. В целом, пять вышеуказанных примитивов используют, когда услуга носителя сигнализации действует.

Для управления состоянием услуги носителя сигнализации

RU 2225080 C2

используют следующие примитивы. В отличие от вышеописанных примитивов, с нижеследующими примитивами не связаны никакие параметры. Во-первых, это примитив `НОСИТЕЛЬ_ЗАПРОС_ЗАПУСКА`, который требует переключения услуги носителя сигнализации в состояние включения. Во-вторых, это примитив `НОСИТЕЛЬ_УКАЗАТЕЛЬ_ЗАПУСКА`, который сообщает, что услуга носителя сигнализации готова пересылать сообщения АУА2. В-третьих, это примитив `НОСИТЕЛЬ_ЗАПРОС_ОСТАНОВА`, который требует переключения услуги носителя сигнализации в состояние выключения. И, наконец, это примитив `НОСИТЕЛЬ_УКАЗАТЕЛЬ_ОСТАНОВА`, который сообщает, что услуга носителя сигнализации в данный момент не действует и не имеет возможности пересылать сообщения.

Фиг. 2 иллюстрирует функцию отображения (т.е. распределения), обеспечиваемую РКН 120. Согласно фиг. 2, РКН 120 поддерживает переменную 205 состояния, именуемую `ТИП_НОСИТЕЛЯ`. Переменная 205 состояния идентифицирует услугу носителя (например, `УААС_ПСИ`), используемую для транспортировки сообщений сигнализации. Получив примитив 210 (например, `НОСИТЕЛЬ_ЗАПРОС_ПЕРЕСЫЛКИ`) через свой интерфейс высокого уровня от ОРП 110, РКН 120 преобразует примитив 210 в примитив, адаптированный к носителю (например, `УАРС_ПСИ_АДАПТЕР_ЗАПРОС_ПЕРЕСЫЛКИ 220`), направляя сообщение на соответствующий адаптер услуги носителя сигнализации в РАН 130, в соответствии с переменной 205 состояния. Следует заметить, что переменную 205 состояния задают на основании информации, которую РКН 120 принимает от управления систе-

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

мой. Кроме того, управление системой может в любой момент обнулять переменную 205 состояния, тем самым инициируя в РКН 120 начало повторной отправки сообщений сигнализации на другой адаптер услуги носителя сигнализации, не воздействуя на осуществление протокола сигнализации.

Основная функция РАН 130 состоит в адаптации или настройке сообщения сигнализации таким образом, чтобы оно было совместимо с соответствующей услугой из ряда услуг носителя сигнализации. Соответственно, РАН 130 включает в себя некоторое количество адаптеров носителей сигнализации. На фиг. 2 изображены три приведенных для примера адаптера носителей сигнализации: РПС-адаптер 225, УААС_ПСИ-адаптер 230 и адаптер 235 протокола сети Интернет (ИП-адаптер). Однако, очевидно, что могут быть предусмотрены дополнительные адаптеры, относящиеся к другим услугам носителя сигнализации нижележащего уровня. Адаптация сообщения сигнализации для обеспечения его совместимости с соответствующей услугой носителя сигнализации, может предусматривать преобразование соответствующего примитива и может предусматривать добавление или удаление параметрической информации в зависимости от сообщения и/или конкретной услуги носителя сигнализации.

На фиг. 3 более подробно проиллюстрирован УААС_ПСИ-адаптер 230. В частности, на фиг. 3 показаны различные входящие и исходящие примитивы, связанные с интерфейсом 305 высокого уровня между УААС_ПСИ-адаптером 230 и РКН 120. На фиг. 3 также показаны различные входящие и исходящие прими-

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

тизы, связанные с интерфейсом 315 низкого уровня между УААС_ПСИ-адаптером 230 и услугой 310 носителя УААС_ПСИ.

Фиг. 3 иллюстрирует, каким образом УААС_ПСИ-адаптер 230 обрабатывает различные входящие и исходящие сообщения сигнализации. Например, УААС_ПСИ-адаптер 230 отображает примитив УААС_ПСИ_АДАПТЕР_ЗАПРОС_ПЕРЕСЫЛКИ на примитив АУА_ЗАПРОС_ДАННЫХ. Однако, пересылке подлежит только само сообщение сигнализации. Адрес АУА2 отбрасывается, так как УААС_ПСИ является услугой носителя сигнализации канального уровня, ориентированной на соединение, что очевидно специалистам в данной области техники. Следовательно, с соединением связаны только два переключателя АУА2 - по одному на каждом конце соединения. Таким образом, сообщение сигнализации, отправленное одним переключателем АУА2, можно транспортировать только на другой переключатель АУА2, расположенный на удаленном конце соединения. Других возможных мест назначения (адресатов) не существует. Соответственно, не требуется включать адрес АУА2 в совокупность параметров, связанных с примитивом АУА_ЗАПРОС_ДАННЫХ, поэтому адрес АУА2 отбрасывается, как показано на чертеже.

Аналогично, УААС_ПСИ-адаптер 230 отображает примитив АУА_УКАЗАТЕЛЬ_ДАННЫХ на УААС_ПСИ_АДАПТЕР_УКАЗАТЕЛЬ_ПЕРЕСЫЛКИ. Однако, параметр, связанный с примитивом АУА_ЗАПРОС_ДАННЫХ включает в себя только сообщение сигнализации, подлежащее пересылке. Поскольку протокол сигнализации АУА2 ожидает примитива для включения в качестве параметров сообщения сиг-

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

нализации и адреса АУА2, то УААС_ПСИ-адаптер 230 добавляет адрес АУА2, как показано на фиг. 3. Адрес АУА2 сохраняют в переменной состояния УДАЛЕННЫЙ_КОНЕЦ 320 после установления соединения в соответствии с носителем УААС_ПСИ.

Примитивы ЗАПУСК, ОСТАНОВ, ОКОНЧАНИЕ и УСТАНОВЛЕНИЕ УААС_ПСИ-адаптер 230 отображает, как показано на чертеже. Отметим, что при этом не требуется никакой дополнительной обработки, и потому с этими примитивами не связано никаких параметров. Отметим также, что УААС_ПСИ-адаптер 230 никогда не вызывает УААС_ПСИ_АДАПТЕР_УКАЗАТЕЛЬ_ПАУЗЫ, УААС_ПСИ_АДАПТЕР_УКАЗАТЕЛЬ_ВОЗОВНОВЛЕНИЯ или УААС_ПСИ_АДАПТЕР_УКАЗАТЕЛЬ_СТАТУСА, поскольку услуга носителя УААС_ПСИ не обеспечивает никаких функций, относящихся к этим примитивам.

На фиг. 4 более подробно изображен РПС-адаптер 225 совместно с различными входящими и исходящими примитивами, связанными с интерфейсом 410 высокого уровня между РКН 120 и РПС-адаптером 225, и входящие и исходящие примитивы, связанные с интерфейсом 420 низкого уровня между РПС-адаптером 225 и носителем сигнализации РПС3. В целом, РПС-адаптер 225 осуществляет переадресацию; расширение сообщения, если требуется, для вставки и удаления меток маршрутизации РПС3; и отображение примитивов.

В отличие от УААС_ПСИ, РПС3 является носителем, который предоставляет услугу транспортировки пакетов. Соответственно, пакеты сообщений маршрутизируют от объекта-отправителя к одному из многих возможных объектов-получателей на основании

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

адресной информации, содержащейся в пакете сообщений. Поэтому РПС3 не требует установления соединения. Следовательно, РПС3 не применяет примитивы ЗАПУСК и ОСТАНОВ. Однако, это не имеет значения для протокола сигнализации АУА2, который продолжает вызывать примитивы ЗАПРОС_ЗАПУСКА и ЗАПРОС_ОСТАНОВА и продолжает ожидать примитивы УКАЗАТЕЛЬ_ЗАПУСКА и УКАЗАТЕЛЬ_ОСТАНОВА в качестве ответа. Чтобы использовать протокол сигнализации АУА2 и гарантировать, что протокол сигнализации АУА2 действительно не зависит от носителя, РПС-адаптер 225, получив примитив ЗАПРОС_ЗАПУСКА или ЗАПРОС_ОСТАНОВА через свой интерфейс 410 высокого уровня возвращает соответственно примитив УКАЗАТЕЛЬ_ЗАПУСКА или УКАЗАТЕЛЬ_ОСТАНОВА не отображая фактически никакого примитива на его интерфейс или от его интерфейса 420 низкого уровня.

РПС3 представляет собой услугу транспортировки пакетов, как указано выше, которая опирается на информацию, касающуюся пункта отправки и пункта назначения, чтобы можно было правильно маршрутизировать сообщения к соответствующим узлам АУА2 и от них. В соответствии с предпочтительным вариантом осуществления настоящего изобретения, каждый узел РПС в сети СС7 поддерживает свой собственный уникальный код пункта отправки (КПО) 430, причем КПО 430 используется для идентификации узла РПС, из которого отправляется сообщение сигнализации. Кроме того, каждый РПС-адаптер 225 поддерживает таблицу 440 переадресации. Таблица 440 переадресации предоставляет список всех адресов АУА2, связанных с каждым соседним

узлом АУА2 в оверлейной сети АУА2, совместно с кодом пункта назначения (КПН), связанным с узлом РПС, соответствующим каждому из соседних узлов АУА2. РПС-адаптер 225 использует эту информацию для обработки примитивов пересылки сообщений и примитивов управления потоком данных, как описано ниже.

Когда РПС-адаптер 225 получает примитив РПС_АДАПТЕР_ЗАПРОС_ПЕРЕСЫЛКИ от РКН 120 через свой интерфейс 410 высокого уровня, он анализирует адресный параметр для идентификации адреса АУА2 соседнего переключателя АУА2, на который надлежит переслать исходящее сообщение. Поскольку РПС3 опирается на КПН, а не на адрес АУА2, то РПС-адаптер 225 использует таблицу переадресации для идентификации КПН, соответствующего адресу АУА2 в параметре. Затем РПС-адаптер 225 заменяет адрес АУА2 в параметре соответствующим КПН, что показано на фиг. 4. Кроме того, РПС-адаптер 225 присоединяет свой КПО, как показано на фиг. 4, если этого требует услуга носителя сигнализации РПС3. Что касается входящих примитивов УКАЗАТЕЛЬ_ПЕРЕСЫЛКИ, то, как показано на чертеже, КПО и КПН удаляются из параметра.

Протокол, используемый услугой носителя РПС3, требует наличия двух дополнительных кодов для представления в качестве параметров примитива ЗАПРОС_ПЕРЕСЫЛКИ. Эти два дополнительных кода представляют собой код Выбора Канала Сигнализации (ВКС) и код Октета Информации Сигнализации (ОИС). Опишем подробнее назначение этих двух дополнительных кодов.

Носитель сигнализации РПС3 поддерживает более одного

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

канала связи между соседними узлами сигнализации в сети. Обычно трафик сообщений равномерно распределяется по нескольким каналам. Это дает возможность повысить пропускную способность пересылки сообщений, и сделать услугу более устойчивой за счет дополнительных маршрутов трафика сообщений, когда один или несколько каналов не работает. Правильное кодирование кода ВКС помогает равномерно распределять трафик сообщений по доступным каналам на уровне РПСЗ. Однако иногда требуется, чтобы сообщения поступали в пункт назначения в определенной последовательности. С этой целью, сообщения надлежит транспортировать между узлами сигнализации по одному и тому же маршруту. Путем установки кода ВКС на одно и то же значение для каждого из ряда сообщений код ВКС позволяет гарантировать, что услуга носителя РПСЗ транспортирует сообщения по одному и тому же маршруту в определенном порядке. Как показано на фиг. 4, РПС-адаптер 225 присоединяет ВКС к параметру, связанному с исходящими примитивами ЗАПРОС_ПЕРЕСЫЛКИ и удаляет их из параметра, связанного со входящими примитивами УКАЗАТЕЛЬ_ПЕРЕСЫЛКИ.

Код ОИС используется для идентификации конкретного пользователя РПСЗ. В данном случае, например, код ОИС идентифицирует протокол сигнализации АУА2 как пользователя РПСЗ. Согласно фиг. 4, РПС-адаптер 225 вставляет код ОИС в качестве параметра в каждый исходящий примитив ЗАПРОС_ПЕРЕСЫЛКИ и удаляет параметр из каждого входящего примитива УКАЗАТЕЛЬ_ПЕРЕСЫЛКИ.

Помимо обработки примитивов ЗАПУСКА, ОСТАНОВА и ПЕРЕ-
 СЫЛКИ РПС-адаптер 225 должен также обрабатывать определенные
 входящие примитивы управления потоком данных. Они включают в
 себя примитивы РПСЗ_УКАЗАТЕЛЬ_ПАУЗЫ, РПСЗ_УКАЗАТЕЛЬ_ВОЗОВ-
 НОВЛЕНИЯ и РПСЗ_УКАЗАТЕЛЬ_СТАТУСА. Получив от услуги носите-
 ля РПСЗ примитив управления потоком данных какого-либо из
 этих трех типов, РПС-адаптер 225 сначала определяет, указан
 ли в таблице 440 переадресации КРН-параметр примитива. Если
 КРН указан в таблице 440 переадресации, то это свидетельст-
 вует о том, что сообщение отправлено от соседнего переключач-
 еля АУА2. Тогда РПС-адаптер 225 идентифицирует соответст-
 вующий адрес АУА2 в таблице 440 переадресации и вставляет
 его в примитив в качестве параметра, что требуется протоко-
 лом АУА2. В случае примитива РПСЗ_УКАЗАТЕЛЬ_СТАТУСА, в каче-
 стве параметра вставляют также код причины, предоставляемый
 услугой носителя сигнализации РПСЗ. Если же КРН не указан в
 таблице 440 переадресации, то РПС-адаптер 225 отбрасывает
 сообщение, как полученное не от соседнего переключателя АУА2
 и не используемое протоколом сигнализации АУА2.

Хотя предпочтительный вариант осуществления настоящего
 изобретения описан применительно к услугам носителя сигнали-
 зации УАРС_ПСИ и РПСЗ, очевидно, что возможны и другие вари-
 анты осуществления, включающие в себя адаптеры, относящиеся
 к другим услугам сигнализации. Другие возможные услуги носи-
 теля сигнализации включают в себя услуги носителя согласно
 протоколам сети Интернет IP, TCP/IP (протокол управления

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

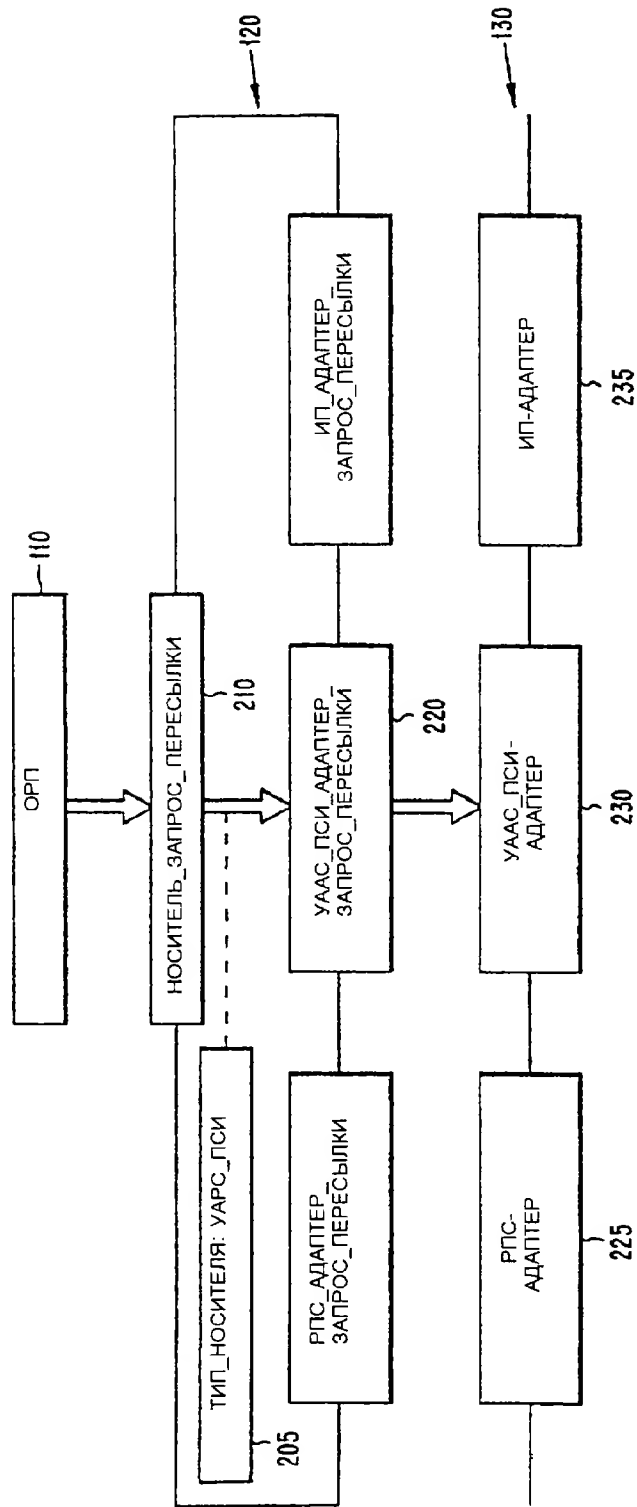
RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

передачей/интернет-протокол) и UAAS_MSI (уровень РАП-адаптации сигнализации - межсетевой интерфейс).

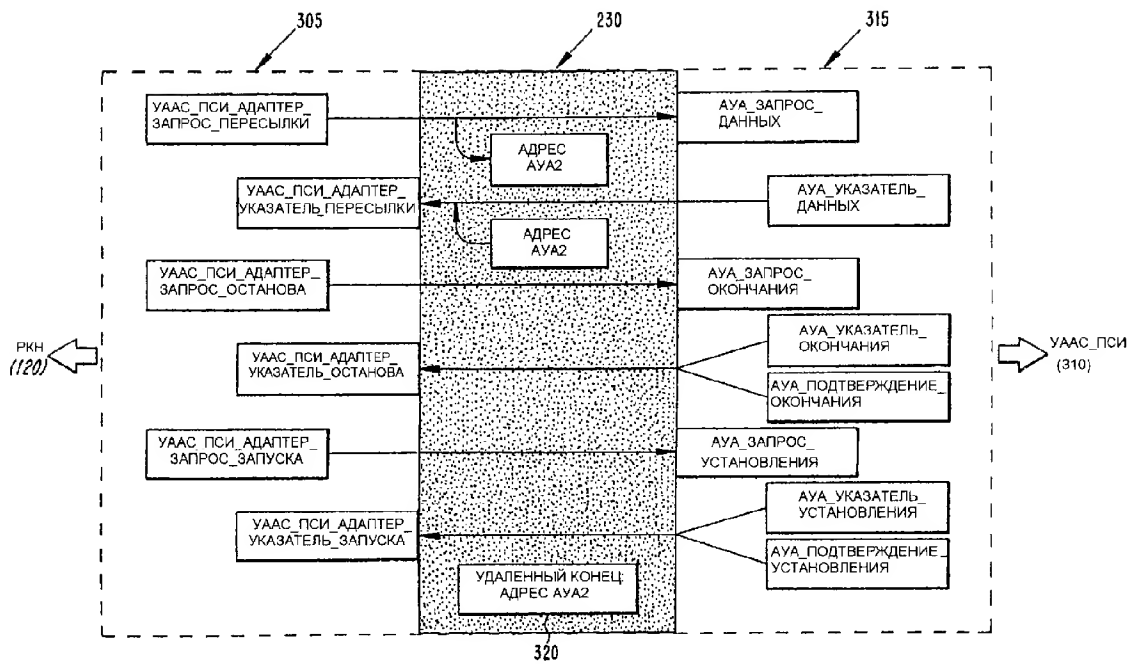
Настоящее изобретение описано со ссылками на предпочтительный вариант осуществления. Однако, специалистам в данной области техники очевидно, что оно может быть реализовано в конкретных формах, отличных от вышеописанных, без изменения сущности изобретения. Предпочтительный вариант осуществления является иллюстративным, и не должен рассматриваться как ограничивающий изобретение. Объем изобретения определяется не вышеприведенным описанием, а формулой изобретения, которая охватывает все вариации и эквиваленты, входящие в объем изобретения.

RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2

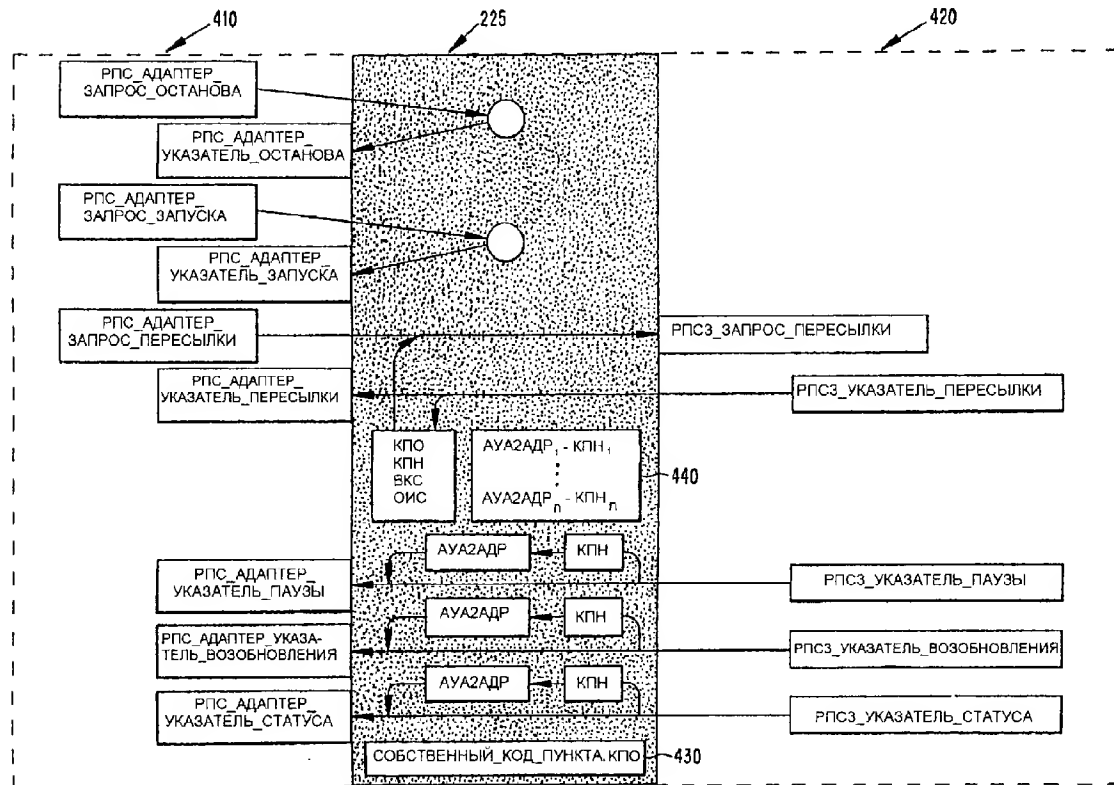
RU 2 2 2 5 0 8 0 C 2



ФИГ. 2



ФИГ. 3



ФИГ. 4

RU 2225080 C2

RU 2225080 C2


METHOD AND DEVICE FOR TIME-AND-FREQUENCY SYNCHRONIZATION OF COMMUNICATION SYSTEM

Publication number: RU2235429 (C1)

Publication date: 2004-08-27

Inventor(s): BORISOV V I [RU]; GARMONOV A V [RU]; MANELIS V B [RU]; SERGIENKO A I [RU]; SAVINKOV A JU [RU]; FILIN S A [RU]; KAJUKOV I V [RU] +

Also published as:

 RU2003125306 (A)

Applicant(s):

Classification:

- **international:** **H04B7/00; H04L27/00; H04B7/00; H04L27/00;** (IPC1-7): H04B7/00; H04L27/00

- **European:**

Application number: RU20030125306 20030815

Priority number(s): RU20030125306 20030815

Abstract of RU 2235429 (C1)

FIELD: radio engineering; communication systems. ^ SUBSTANCE: proposed method and device are characterized in estimation of signal position in time involving two phases. First phase includes generation of decision function with wide friendly response to enhance probability of adequate signal detection. Second phase includes generation of decision function with narrow friendly response to provide for accurate estimate of signal position in time. Shaping frequency shift estimate also involves two phases, validity of this estimate being very high as it is based on high-reliable estimate of signal position in time.; One more characteristic of proposed method and device is capability of synchronization at relatively high initial values of frequency shift which is inaccessible for most known methods and devices for time-and-frequency synchronization. ^ EFFECT: enhanced noise immunity of communication system time-and-frequency synchronization. ^ 8 cl, 8 dwg

~~~~~  
Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide



(19) RU (11) 2 235 429 (13) C1  
(51) МПК<sup>7</sup> H 04 B 7/00, H 04 L 27/00

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО  
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

## (12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

(21), (22) Заявка: 2003125306/09, 15.08.2003

(24) Дата начала действия патента: 15.08.2003

(46) Дата публикации: 27.08.2004

(56) Ссылки: Nee R. Prasad R. OFDM for Wireless Multimedia Communication. London: "Artech House", 2000, chapter 4. Synchronization. 4.6. Synchronization using Special Training Symbols. C.86-88; chapter 10. Applications of OFDM. 10.5.4 Training. C.246-247. RU 2202855 C2, 20.04.2003. RU 2125344 C1, 20.01.1999. WO 94/29994 A1, 22.12.1994. Tufvesson F., Faulkne M., Hoeher P., Edfors O. OFDM Time and Frequency Synchronization by Spread spectrum Pilot Technique. 8th IEEE Communication Theory Mini Conference in conjunction to ICC'99. June, 1999, p.115-119.

(98) Адрес для переписки:  
394018, г.Воронеж, ул. Плехановская, 14,  
ФГУП "ВНИИС"

(72) Изобретатель: Борисов В.И. (RU),  
Гармонов А.В. (RU), Манелис В.Б.  
(RU), Сергиенко А.И. (RU), Савинков А.Ю.  
(RU), Филин С.А. (RU), Каюков И.В. (RU)

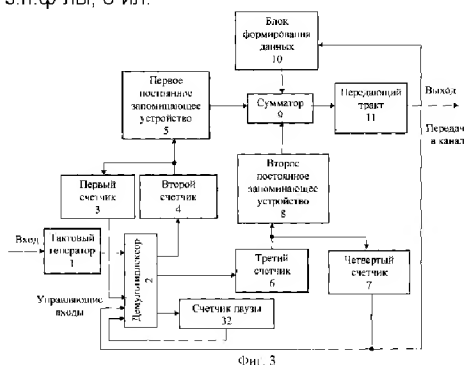
(73) Патентообладатель:  
Федеральное государственное унитарное  
предприятие "Воронежский  
научно-исследовательский институт связи"  
(RU)

### (54) СПОСОБ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ синхронизации системы связи и устройство для его осуществления

(57) Реферат:

Изобретения относятся к области радиотехники, в частности к способу и устройству частотно-временной синхронизации системы связи. Технический результат - повышение помехоустойчивости частотно-временной синхронизации системы связи. Способ частотно-временной синхронизации системы связи и устройство для его осуществления, созданные в едином изобретательском замысле, позволяют осуществить помехоустойчивую оценку временного положения и частотного сдвига сигнала. Оценку временного положения сигнала осуществляют в два этапа, причем на первом этапе формируют решающую функцию с широким полезным откликом, что увеличивает вероятность правильного обнаружения сигнала, на втором этапе формируют решающую функцию с узким полезным откликом, что позволяет получить точную оценку временного положения сигнала. Оценку частотного сдвига формируют также в два этапа, причем

качество этой оценки - высокое, поскольку базируется на качественной оценке временного положения сигнала. Другой отличительной особенностью изобретений является возможность синхронизации при относительно больших начальных значениях частотного сдвига, что недоступно многим известным способам и устройствам частотно-временной синхронизации. 2 н. и 6 з.п.ф-лы, 8 ил.



Фиг. 3

RU 2 235 429 C1

RU 2 235 429 C1



(19) **RU** <sup>(11)</sup> **2 235 429** <sup>(13)</sup> **C1**  
(51) Int. Cl.<sup>7</sup> **H 04 B 7/00, H 04 L 27/00**

RUSSIAN AGENCY  
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: 2003125306/09, 15.08.2003

(24) Effective date for property rights: 15.08.2003

(46) Date of publication: 27.08.2004

(98) Mail address:  
394018, g.Voronezh, ul. Plekhanovskaja, 14,  
FGUP "VNIIS"

(72) Inventor: Borisov V.I. (RU),  
Garmonov A.V. (RU), Manelis V.B.  
(RU), Sergienko A.I. (RU), Savinkov A.Ju.  
(RU), Filin S.A. (RU), Kajukov I.V. (RU)

(73) Proprietor:  
Federal'noe gosudarstvennoe unitarnoe  
predpriatie "Voronezhskij  
nauchno-issledovatel'skij institut svyazi" (RU)

(54) **METHOD AND DEVICE FOR TIME-AND-FREQUENCY SYNCHRONIZATION OF COMMUNICATION SYSTEM**

(57) Abstract:

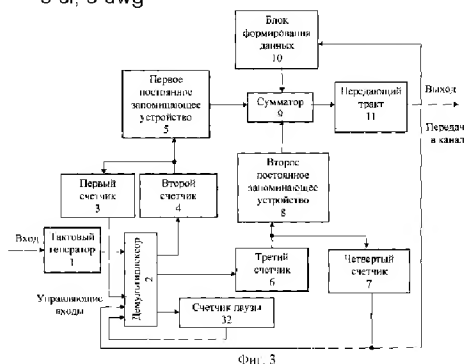
FIELD: radio engineering; communication systems.

SUBSTANCE: proposed method and device are characterized in estimation of signal position in time involving two phases. First phase includes generation of decision function with wide friendly response to enhance probability of adequate signal detection. Second phase includes generation of decision function with narrow friendly response to provide for accurate estimate of signal position in time. Shaping frequency shift estimate also involves two phases, validity of this estimate being very high as it is based on high-reliable estimate of signal position in time. One more characteristic of proposed method and device is capability of synchronization at relatively high initial values of frequency shift which is inaccessible for most known

methods and devices for time-and-frequency synchronization.

EFFECT: enhanced noise immunity of communication system time-and-frequency synchronization.

8 cl, 8 dwg



RU 2 235 429 C1

RU 2 235 429 C1

Изобретения относятся к области радиотехники, в частности к способу и устройству частотно-временной синхронизации системы связи.

В системах связи, в том числе с подвижными объектами, каналы распространения сигнала между приемником и передатчиком данных являются многолучевыми и нестационарными. Эффективность систем связи во многом определяется способностью алгоритмов частотно-временной синхронизации обеспечить в многолучевых нестационарных каналах необходимую точность оценки временного положения сигнала и частотного рассогласования между частотой входного сигнала и частотой опорного генератора.

Для начальной частотно-временной синхронизации обычно используют специальный сигнал - преамбулу, который предшествует информационному сообщению. Преамбула и информационное сообщение могут представлять собой сигнал с кодовым расширением спектра (CDM - Code - Division Multiplex) или OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) сигнал.

Для формирования сигнала с кодовым расширением спектра используют псевдослучайные последовательности (ПСП). CDM сигнал состоит из последовательности кодовых символов длиной несколько чипов. Чип ПСП - это длительность одного элементарного временного интервала ПСП.

OFDM сигнал представляет собой последовательность OFDM символов. Каждый такой символ состоит из двух частей - префикса и многочастотного информационного символа. Многочастотный информационный символ представляет собой сумму модулированных гармоник. Под префиксом понимают некоторую последовательность отсчетов сигнала, которая непосредственно предшествует каждому многочастотному информационному символу и представляет собой часть этого символа. Как правило, длительность префикса меньше длительности информационного символа. Наличие префикса при обработке сигнала позволяет уменьшить или полностью устранить межсимвольную интерференцию (IEEE Std 802.11a - 1999, Прокис Дж., Цифровая связь. Перевод с английского. М.: Радио и связь, 2000, с.593.).

Известен способ частотной и временной синхронизации, описанный в работе Tufvesson F., Faulkne M., Hoehner P., Edfors O., OFDM Time and Frequency Synchronization by Spread Spectrum Pilot Technique // 8th IEEE Communication Theory Mini Conference in conjunction to ICC'99, June 1999, p.115-119. В данной статье предложен способ частотной и временной синхронизации для OFDM систем, который базируется на использовании непрерывной кодовой последовательности. Кодовая последовательность добавляется к OFDM информационному сигналу или используется отдельно как сигнал преамбулы. Этот способ временной и частотной синхронизации заключается в следующем.

Входной сигнал обрабатывают в нескольких фильтрах, согласованных с различными частями известной кодовой последовательности. Выходные сигналы согласованных фильтров используют для

формирования комплексной решающей функции. Каждое слагаемое решающей функции представляет собой сумму по парным произведений откликов согласованных фильтров на соответствующие им соседние комплексно-сопряженные отклики согласованных фильтров.

Оценку временной задержки (положения) входного сигнала определяют по положению максимума квадрата модуля решающей функции. Оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала определяют по значению аргумента решающей функции в точке, соответствующей оценке временной задержки.

Описанный способ предполагает одноступенчатую процедуру частотно-временной синхронизации. Вследствие этого при больших величинах возможного частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала при реализации способа необходимо использовать фильтры, согласованные с более короткими частями известной кодовой последовательности. Это приводит к ухудшению точности оценки временной задержки и частотной расстройки и является главным недостатком данного способа синхронизации.

Известен способ частотно-временной синхронизации, описанный в статье Schmidt T.M., Cox D.C., Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM // IEEE Tran. on corn, v.45, №12, Dec.1997, p.1613-1621.

В упомянутой статье предложен способ синхронизации параметров сигнала в OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) системах, который основан на приеме преамбулы, состоящей из двух OFDM символов. В процессе синхронизации на первом этапе по первому символу определяют временное положение сигнала, а также осуществляют грубую оценку частотного рассогласования с точностью до  $p \cdot T$ ,  $p=1,2,\dots$ ,  $T$  - длительность OFDM символа. Окончательную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала осуществляют на втором этапе с использованием второго OFDM символа.

Первый OFDM символ состоит из двух идентичных частей, отличающихся при приеме фазовым сдвигом. Сначала формируют комплексную решающую функцию первого этапа как произведения выборок первой части символа на соответствующие комплексно сопряженные выборки второй части символа. Оценку временной задержки входного сигнала определяют по положению максимума квадрата модуля решающей функции первого этапа. Грубую оценку частотного сдвига между несущей входного сигнала и частотой опорного сигнала вычисляют по значению аргумента решающей функции первого этапа в точке, соответствующей оценке временной задержки.

Для определения окончательной оценки частотного рассогласования формируют решающую функцию второго этапа для всевозможных значений  $p$ , используя оба OFDM символа. Оценку параметра  $p$  определяют по положению максимума решающей функции второго этапа.

Недостатком описанного способа является невысокая точность оценки временного положения сигнала вследствие достаточно широкой плоской вершины решающей функции первого этапа, ширина которой равна длительности префикса OFDM символа. Кроме того, недостатком является неполное использование ресурса преамбулы, а именно отказ от использования второго OFDM символа при оценке временного положения сигнала. Перечисленные недостатки приводят к низкой помехоустойчивости частотно-временной синхронизации системы связи.

Наиболее близким к заявляемому решению является способ частотно-временной синхронизации системы связи и алгоритм его реализации, приведенные в книге Nee R. Prasad R., OFDM for Wireless Multimedia Communication, London: "Artech House", 2000, chapter 4. Synchronization. 4.6. Synchronization using Special Training Symbols, стр.86-88; chapter 10. Applications of OFDM. 10.5.4 Training, стр.246-247.

Этот способ частотно-временной синхронизации системы связи заключается в следующем:

на передающей стороне формируют цифровой видеосигнал, состоящий из двух частей: первая часть представляет собой 10 коротких многочастотных символов, вторая часть представляет собой 2 длинных многочастотных символа и префикс, состоящий из части длинного символа; фильтруют сформированный цифровой видеосигнал, выполняют его цифроаналоговое преобразование, осуществляют перенос сигнала на несущую частоту, усиливают и передают его по каналу связи;

на приемной стороне входной сигнал фильтруют, усиливают, переносят на видеочастоту, осуществляют его аналого-цифровое преобразование и децимацию, формируя входной цифровой комплексный сигнал на видеочастоте; частотно-временную синхронизацию осуществляют в два этапа: на первом этапе определяют предварительную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала, для чего осуществляют согласованную с одним коротким многочастотным символом фильтрацию сформированного входного цифрового комплексного сигнала, формируя комплексные отклики первого этапа; вычисляют квадраты модулей комплексных откликов первого этапа, формируя решающую функцию первого этапа; определяют временные положения локальных максимумов решающей функции первого этапа, превышающих заданный порог первого этапа H1; запоминают комплексные отклики первого этапа, соответствующие локальным максимумам решающей функции первого этапа; формируют предварительную оценку частотного сдвига по усредненной разности фаз комплексных откликов первого этапа, соответствующих локальным максимумам решающей функции первого этапа; на втором этапе осуществляют оценку временного положения преамбулы и окончательную оценку частотного сдвига между несущей

входного сигнала и частотой опорного сигнала, для чего корректируют фазу входного цифрового комплексного сигнала на интервале работы второго этапа с учетом предварительной оценки частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала; осуществляют согласованную с одним длинным многочастотным символом фильтрацию скорректированного входного цифрового комплексного сигнала, формируя комплексные отклики второго этапа; вычисляют квадраты модулей комплексных откликов второго этапа, формируя решающую функцию второго этапа; сравнивают значения решающей функции второго этапа с заданным порогом второго этапа H2, при непревышении порога полагают преамбулу необнаруженной; при превышении порога второго этапа H2 полагают преамбулу обнаруженной, тогда определяют оценку временного положения преамбулы по временному положению первого превышения порога второго этапа H2; определяют временные положения локальных максимумов решающей функции второго этапа, превышающих заданный порог второго этапа H2; определяют дополнительную оценку частотного сдвига по разности фаз двух комплексных откликов второго этапа, соответствующих локальным максимумам решающей функции второго этапа; определяют окончательную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала как сумму предварительной и дополнительной оценки частотного сдвига.

Оценку временного положения преамбулы, а именно начала преамбулы определяют равной разности временного положения первого превышения порога второго этапа H2 и суммы длительностей первой части преамбулы и префикса.

Дополнительную оценку частотного сдвига определяют, например, как отношение разности фаз смежных комплексных откликов второго этапа к длительности длинного многочастотного символа.

Заметим, что в упомянутом источнике информации структурная схема устройства частотно-временной синхронизации системы связи не приведена. Однако из описания алгоритма можно представить устройство, которое реализует способ-прототип. Устройство-прототип на передающей стороне выполнено на фиг.1, устройство-прототип на приемной стороне выполнено на фиг.2.

Устройство-прототип на передающей стороне (фиг.1) содержит тактовый генератор 1, демультиплексор 2, первый счетчик 3, формирующий число коротких многочастотных символов, второй счетчик 4, формирующий короткий многочастотный символ, первое постоянное запоминающее устройство 5, третий счетчик 6, формирующий длинный многочастотный символ, четвертый счетчик 7, формирующий число длинных многочастотных символов, второе постоянное запоминающее устройство 8, сумматор 9, блок формирования данных 10, передающий тракт 11, при этом вход тактового генератора 1 является входом устройства, выход тактового генератора 1 соединен с первым входом демультиплексора 2, второй вход которого соединен с выходом первого счетчика 3, первый выход демультиплексора

2 соединен со входом второго счетчика 4, выход которого соединен со входами первого счетчика 3 и первого постоянного запоминающего устройства 5, выход первого постоянного запоминающего устройства 5 соединен с первым входом сумматора 9, второй выход демультиплексора 2 соединен со входом третьего счетчика 6, выход которого соединен со входами второго постоянного запоминающего устройства 8 и четвертого счетчика 7, выход которого соединен с третьим входом демультиплексора 2 и входом блока формирования данных 10, выход которого соединен с третьим входом сумматора 9, второй вход которого соединен с выходом второго постоянного запоминающего устройства 8, выход сумматора 9 соединен со входом передающего тракта 11, выход которого является выходом устройства.

Устройство-прототип на приемной стороне (фиг.2) содержит приемный тракт 12, первый 13 и второй 14 согласованные фильтры, осуществляющие на первом этапе согласованную с одним коротким многочастотным символом фильтрацию сформированного входного цифрового комплексного сигнала и формирующие комплексные отклики первого этапа, первый 15 и второй 16 перемножители, первый сумматор 17, комплексный перемножитель 18, блок формирования гармоники 19, блок расчета частотного сдвига 20, первый блок сравнения с порогом 21, блок управления 22, тактовый генератор 23, третий 24 и четвертый 25 согласованные фильтры, осуществляющие на втором этапе согласованную с одним длинным многочастотным символом фильтрацию скорректированного входного цифрового комплексного сигнала и формирующие комплексные отклики второго этапа, третий 26 и четвертый 27 перемножители, второй сумматор 28, второй блок сравнения с порогом 29, блок расчета дополнительного частотного сдвига 30 и третий сумматор 31, при этом вход приемного тракта 12 является входом устройства, первый выход приемного тракта 12 соединен со входом первого согласованного фильтра 13 и первым входом комплексного перемножителя 18, второй выход приемного тракта 12 соединен со входом второго согласованного фильтра 14 и вторым входом комплексного перемножителя 18, выход первого согласованного фильтра 13 соединен с первым и вторым входами первого перемножителя 15 и вторым входом блока расчета частотного сдвига 20, выход второго согласованного фильтра 14 соединен с первым и вторым входами второго перемножителя 16 и третьим входом блока расчета частотного сдвига 20, выходы первого 15 и второго 16 перемножителей соединены соответственно с первым и вторым входами первого сумматора 17, выход которого соединен с первым входом первого блока сравнения с порогом 21, второй вход которого объединен с четвертым входом блока расчета частотного сдвига 20 и соединен с первым выходом блока управления 22, выход первого блока сравнения с порогом 21 соединен с первым входом блока расчета частотного сдвига 20 и со вторым входом блока управления 22, пятый выход которого соединен с пятым

входом блока расчета частотного сдвига 20, выход блока расчета частотного сдвига 20 соединен с первым входом блока формирования гармоники 19 и первым входом третьего сумматора 31, второй вход блока формирования гармоники 19 объединен с третьим входом блока управления 22 и соединен с выходом тактового генератора 23, первый и второй выходы блока формирования гармоники 18 соединены соответственно с третьим и четвертым входами комплексного перемножителя 18, первый и второй выходы которого соединены соответственно со входами третьего 24 и четвертого 25 согласованных фильтров, выход третьего согласованного фильтра 24 соединен с первым и вторым входами третьего перемножителя 26 и первым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига 30, выход четвертого согласованного фильтра 25 соединен с первым и вторым входами четвертого перемножителя 27 и вторым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига 30, выходы третьего 26 и четвертого 27 перемножителей соединены соответственно с первым и вторым входами второго сумматора 28, выход которого соединен с первым входом второго блока сравнения с порогом 29, второй вход которого соединен со вторым выходом блока управления 22 и пятым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига 30, выход второго блока сравнения с порогом 29 соединен с третьим входом блока расчета дополнительного частотного сдвига 30 и первым входом блока управления 22, третий выход которого соединен с четвертым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига 30, четвертый выход блока управления является первым выходом устройства, выход блока расчета дополнительного частотного сдвига 30 соединен со вторым входом третьего сумматора 31, выход третьего сумматора 31 является вторым выходом устройства.

Устройство частотно-временной синхронизации системы связи (на передающей стороне, фиг.1) работает следующим образом.

Тактовый генератор 1, демультиплексор 2, первый счетчик 3, формирующий число коротких многочастотных символов, второй счетчик 4, формирующий короткий многочастотный символ, третий счетчик 6, формирующий длинный многочастотный символ, четвертый счетчик 7, формирующий число длинных многочастотных символов, первое постоянное запоминающее устройство 5, в котором записан короткий многочастотный символ, второе постоянное запоминающее устройство 8, в котором записан длинный многочастотный символ, и сумматор 9 описанного устройства передачи используют для формирования цифрового видеосигнала преамбулы, а блок формирования данных 10 используют для формирования информационного сигнала системы связи. Временная структура сигнала преамбулы определена заранее.

Сформированный сигнал преамбулы и сигнал данных поступают через передающий тракт 11 в канал связи.

При формировании и передаче сигнала преамбулы и информационного сигнала



осуществляют временное разделение. Информационный сигнал начинает поступать в передающий тракт по сигналу окончания процедуры формирования сигнала преамбулы.

Процедуру формирования сигнала преамбулы выполняют следующим образом. Тактовый генератор 1 по команде управления начала или повтора передачи сигнала преамбулы, поступающего на его вход, формирует тактовые импульсы. С выхода тактового генератора 1 тактовые импульсы поступают на первый вход демультиплексора 2, на второй управляемый вход которого с выхода первого счетчика 3 поступает сигнал коммутации. На третий управляемый вход демультиплексора 2 и на управляемый вход блока формирования данных 10 с выхода четвертого счетчика 7 поступает сигнал коммутации окончания преамбулы.

Исходное состояние сигналов коммутации устанавливают таким образом, что первоначально тактовые импульсы с первого выхода демультиплексора 2 поступают на вход второго счетчика 4. Этот счетчик программируют таким образом, что на его выходах формируется сигнал, соответствующий адресам текущих элементов короткого многочастотного символа, а сигнал на старшем разряде, равный, например, логической единице, индицирует окончание считывания очередного короткого многочастотного символа.

По сигналам адресов, поступающим с выхода второго счетчика 4 на вход первого постоянного запоминающего устройства 5, выполняют циклическое считывание текущих элементов короткого символа, которые поступают с выхода первого постоянного запоминающего устройства 5 на первый вход сумматора 9 и далее с его выхода поступают на вход передающего тракта 11. По сигналу окончания считывания очередного короткого многочастотного символа, который поступает на вход первого счетчика 3 с выхода второго счетчика 4, накапливают число циклов считывания и формируют на выходе первого счетчика 3 сигнал управления, равный, например, логической единице, если число циклов равно заданному числу  $N=10$  коротких многочастотных символов в сигнале преамбулы.

При этом в течение временного интервала формирования заданного числа коротких многочастотных символов с выхода второго постоянного запоминающего устройства 8 на второй вход сумматора 9 и с блока формирования данных 10 на третий вход сумматора 9 считывают сигналы, равные нулю.

По сформированному сигналу управления, который поступает с выхода первого счетчика 3 на второй вход демультиплексора 2, осуществляют коммутацию демультиплексора 2, и тактовые импульсы начинают поступать только со второго выхода демультиплексора 2 на вход третьего счетчика 6.

Третий счетчик 6 программируют таким образом, что на его выходах формируют сигнал, соответствующий адресам текущих элементов длинного многочастотного символа, а сигнал на старшем разряде, равный, например, логической единице, индицирует окончание считывания

очередного длинного символа. Исходно третий счетчик 6 устанавливают таким образом, чтобы выходной сигнал соответствовал началу префикса.

По сигналам адресов, поступающим с выхода третьего счетчика 6 на вход второго постоянного запоминающего устройства 8, выполняют циклическое считывание текущих элементов длинного многочастотного символа, которые поступают на второй вход сумматора 9. По сигналу окончания считывания очередного длинного символа, который поступает на вход четвертого счетчика 7 с выхода третьего счетчика 6, накапливают число циклов считывания и формируют на выходе четвертого счетчика 7 сигнал управления, равный, например, логической единице, если число циклов равно трем - префиксу и двум длинным многочастотным символам в сигнале преамбулы.

При этом в течение временного интервала формирования заданного числа длинных многочастотных символов, поступающих с выхода первого постоянного запоминающего устройства 5 на первый вход сумматора 9 и с выхода блока формирования данных 10 на третий вход сумматора 9, считывают сигналы, равные нулю.

По сигналу окончания формирования заданного числа длинных многочастотных символов, который поступает в выхода четвертого счетчика 7 на третий вход демультиплексора 2 и на управляемый вход блока формирования данных 10, осуществляют коммутацию таким образом, что с выхода первого постоянного запоминающего устройства 5 на первый вход сумматора 9 и с выхода второго постоянного запоминающего устройства 8 на второй вход сумматора 9, считывают сигналы, равные нулю, а с выхода блока формирования данных 10 на третий вход сумматора 9 считывают информационный сигнал.

С выхода сумматора 9 сформированный цифровой видеосигнал поступает в передающий тракт 11. В передающем тракте 11 сигнал преамбулы и информационный сигнал преобразуют, выполняя стандартную последовательность операций (фильтрацию, цифроаналоговое преобразование, модуляцию, перенос на несущую частоту, усиление и т.д.), и осуществляют передачу полученного сигнала (сообщения) в канал связи.

Устройство частотно-временной синхронизации системы связи (на приемной стороне, фиг.2) работает следующим образом.

На приемной стороне в приемном тракте 12 входной сигнал предварительно фильтруют, усиливают, переносят на видеочастоту, осуществляют его аналого-цифровое преобразование, децимацию и т.д. В результате чего формируют входной цифровой комплексный сигнал на видеочастоте. Для частотно-временной синхронизации, которая состоит из двух этапов, используют сигнал преамбулы. При этом на первом этапе определяют предварительную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала. На втором этапе осуществляют оценку временного положения преамбулы и

окончательную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала.

На первом этапе синфазная и квадратурная составляющие входного цифрового комплексного сигнала с первого и второго выходов приемного тракта 12 поступают соответственно на входы первого 13 и второго 14 согласованных фильтров и на первый и второй входы комплексного перемножителя 18.

В первом 13 и втором 14 согласованных фильтрах на первом этапе осуществляют согласованную с одним коротким многочастотным символом фильтрацию соответственно синфазной и квадратурной компонент входного цифрового комплексного сигнала и формируют отклики для синфазной и квадратурной составляющих входного цифрового комплексного сигнала, которые поступают соответственно на первые и вторые входы первого 15 и второго 16 перемножителей и на второй и третий входы блока расчета частотного сдвига 20. В первом 15 и втором 16 перемножителях вычисляют квадраты откликов для синфазной и квадратурной составляющих входного цифрового комплексного сигнала первого этапа, которые поступают на первый и второй входы первого сумматора 17. В первом сумматоре 17 путем суммирования соответствующих квадратов откликов синфазной и квадратурной составляющих входного цифрового комплексного сигнала вычисляют квадраты модулей комплексных откликов первого этапа, формируя решающую функцию первого этапа. Отклики первого этапа поступают с выхода первого сумматора 17 на первый вход первого блока сравнения с порогом 21.

В первом блоке сравнения с порогом 21 последовательно сравнивают результаты суммирования с выхода первого сумматора 17 с порогом первого этапа Н1. Результаты сравнения с выхода первого блока сравнения с порогом 21 поступают на первый вход блока расчета частотного сдвига 20 и на второй вход блока управления 22.

На второй вход первого блока сравнения с порогом 21 и на четвертый вход блока расчета частотного сдвига 20 с первого выхода блока управления 22 поступает сигнал управления, соответствующий окончанию временной области превышения значениями решающей функции первого этапа порога Н1. По этому сигналу в первом блоке сравнения с порогом 21 осуществляют установку первоначального (исходного) значения порога первого этапа и в блоке расчета частотного сдвига 20 запоминают синфазные и квадратурные составляющие комплексных откликов первого этапа, соответствующие локальному максимуму решающей функции первого этапа (поступившие на второй и третий входы блока 20 с первого 13 и второго 14 согласованных фильтров).

В блоке расчета частотного сдвига 20 по сигналу превышения порога первого этапа и по управляющему сигналу окончания временной области превышения значениями решающей функции первого этапа порога Н1 определяют временные положения, соответствующие локальным максимумам решающей функции первого этапа.

По сигналу окончания приема первой части преамбулы, который поступает с пятого выхода блока управления 22 на пятый вход блока расчета частотного сдвига 20, в блоке 20 по синфазным и квадратурным составляющим комплексных откликов первого этапа, соответствующим локальным максимумам решающей функции первого этапа, определяют предварительную оценку частотного сдвига. Предварительную оценку частотного сдвига формируют, например, как отношение усредненной разности фаз комплексных откликов первого этапа, соответствующих локальным максимумам, к длительности короткого многочастотного символа. Усредненную разность фаз формируют, например, следующим образом. Для временных позиций локальных максимумов решающей функции первого этапа формируют сумму произведений пар текущих комплексных откликов и предыдущих комплексно-сопряженных откликов. Значение аргумента полученного комплексного числа равно усредненной разности фаз. При этом отношение усредненной разности фаз к длительности короткого многочастотного символа равно предварительной оценке частотного сдвига.

Оценка предварительного частотного сдвига поступает с выхода блока расчета частотного сдвига 20 на первый вход блока формирования гармоники 19 и на первый вход третьего сумматора 31 и соответствует значению "грубой" оценки частотной расстройки. На второй вход блока формирования гармоники 19 и на третий вход блока управления 22 с выхода тактового генератора 23 поступает сигнал тактовой частоты.

В блоке формирования гармоники 19 по предварительной оценке частотного сдвига и сигналу с тактового генератора 23 формируют комплексный множитель единичной амплитуды, фаза которого равна произведению предварительной оценки частотного сдвига на временное положение текущих отсчетов, что соответствует стандартному экспоненциальному представлению комплексного множителя. С другой стороны комплексный множитель может быть эквивалентно сформирован в виде синфазной и квадратурной компоненты. В этом случае синфазная часть комплексного множителя равна косинусу, а мнимая часть - синусу аргумента, который равен произведению предварительной оценки частотного сдвига на временное положение текущих отсчетов. Данное представление комплексного множителя легко реализуется в функциональном преобразователе на базе устройства памяти, в котором записаны значения соответствующих отсчетов функций синуса и косинуса.

Сформированные квадратурные составляющие комплексного множителя с первого и второго выходов блока формирования гармоники 19 поступают соответственно на третий и четвертый входы комплексного перемножителя 18.

В комплексном перемножителе 18 корректируют фазу входного цифрового комплексного сигнала для второго этапа синхронизации с учетом предварительной оценки частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой

опорного сигнала, полученной на первом этапе. Для этого в комплексном перемножителе 18 осуществляют известную операцию умножения отсчетов входного цифрового комплексного сигнала на комплексный множитель.

Синфазная и квадратурная составляющие скорректированного входного цифрового комплексного сигнала с первого и второго выходов комплексного перемножителя 18 поступают соответственно на входы третьего 24 и четвертого 25 согласованных фильтров.

В третьем 24 и четвертом 25 согласованных фильтрах для синфазной и квадратурной составляющих входного скорректированного цифрового комплексного сигнала осуществляют фильтрацию, согласованную с одним длинным многочастотным символом, и формируют соответственно синфазные и квадратурные отклики второго этапа. Сформированные синфазные и квадратурные составляющие откликов второго этапа с выходов третьего 24 и четвертого 25 согласованных фильтров поступают соответственно на первый и второй входы третьего 26 (синфазного) и четвертого 27 (квадратурного) перемножителей и на первый и второй входы блока расчета дополнительного частотного сдвига 30. В третьем 26 и четвертом 27 перемножителях формируют соответственно квадраты синфазной и квадратурной составляющих откликов второго этапа, которые поступают на первый и второй входы второго сумматора 28, где путем их суммирования вычисляют квадраты модулей комплексных откликов второго этапа, получая решающую функцию второго этапа. Вычисленные квадраты модулей комплексных откликов второго этапа с выхода второго сумматора 28 поступают на первый вход второго блока сравнения с порогом 29.

Во втором блоке сравнения с порогом 29 сравнивают значения квадратов модулей комплексных откликов второго этапа с порогом второго этапа H2. Результат сравнения с выхода второго блока сравнения с порогом 29 поступает на первый вход блока управления 22 и на третий вход блока расчета дополнительного частотного сдвига 30.

При непревышении порога H2 полагают преамбулу обнаруженной и продолжают процедуру частотно-временной синхронизации.

При превышении порога H2 полагают преамбулу обнаруженной. При этом по сигналам превышения порога в блоке управления 22 определяют оценку временного положения преамбулы, как временное положение первого превышения порога второго этапа H2. Полученная оценка с четвертого выхода блока управления 22 поступает на первый выход устройства.

Окончательную оценку временного положения преамбулы определяют равной разности временного положения первого превышения порога второго этапа H2 и суммы длительностей первой части преамбулы и префикса.

Со второго выхода блока управления 22 на второй вход второго блока сравнения с порогом 29 и на пятый вход блока расчета дополнительного частотного сдвига 30 поступает сигнал окончания приема второй

части преамбулы, равный, например, логической единице.

В блоке расчета дополнительного частотного сдвига 30 по сигналу превышения порога и по управляющему сигналу окончания временной области превышения значениями решающей функции порога второго этапа, поступающим на его четвертый вход с третьего выхода блока управления 22 определяют временные положения, соответствующие локальным максимумам решающей функции второго этапа.

В блоке расчета дополнительного частотного сдвига 30 по сигналу окончания приема второй части преамбулы синфазные и квадратурные составляющие комплексных откликов второго этапа, соответствующие локальным максимумам решающей функции второго этапа, используют для определения дополнительного частотного сдвига.

Оценка выполняется, например, следующим образом. Формируют разность фаз двух комплексных откликов второго этапа, соответствующих локальным максимумам, как произведение комплексно сопряженного отклика на последующий комплексный отклик. В результате аргумент полученного комплексного числа соответствует оценке дополнительного фазового сдвига. Дополнительную оценку частотного сдвига определяют, например, как отношение оценки дополнительного фазового сдвига к длительности длинного многочастотного символа. Дополнительная оценка частотного сдвига с выхода блока 30 поступает на второй вход третьего сумматора 31. В третьем сумматоре 31 определяют окончательную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала как сумму предварительной и дополнительной оценок частотного сдвига. Полученная окончательная оценка с выхода третьего сумматора 31 поступает на второй выход устройства.

К недостаткам способа прототипа и устройства следует отнести отказ от предварительной оценки временного положения сигнала и, как следствие, от использования некогерентной обработки на первом этапе. Указанный недостаток обуславливает недостаточно высокую помехоустойчивость оценки временного положения и частотного рассогласования, особенно в условиях многолучевого распространения сигнала. Наличие префикса во второй части преамбулы может привести к возникновению аномальной ошибки при оценке временного положения на втором этапе.

Задача, которую решают предлагаемые изобретения, - это повышение помехоустойчивости частотно-временной синхронизации системы связи.

Эта задача решается тем, что в способе частотно-временной синхронизации системы связи, заключающемся в том, что

на передающей стороне:  
формируют цифровой видеосигнал, состоящий из двух частей,  
фильтруют сформированный цифровой видеосигнал, выполняют его цифроаналоговое преобразование, осуществляют перенос сигнала на несущую частоту, усиливают и передают его по каналу связи,

на приемной стороне:  
входной сигнал фильтруют, усиливают, переносят на видеочастоту, осуществляют его аналого-цифровое преобразование и децимацию, формируя входной цифровой комплексный сигнал на видеочастоте, частотно-временную синхронизацию выполняют в два этапа:

на первом этапе определяют предварительную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала, для чего

- осуществляют фильтрацию сформированного входного цифрового комплексного сигнала, формируя комплексные отклики первого этапа,

- вычисляют квадраты модулей комплексных откликов первого этапа,

- осуществляют сравнение с заданным порогом первого этапа,

- определяют предварительную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала,

на втором этапе осуществляют оценку временного положения преамбулы и окончательную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала, для чего

- корректируют фазу входного цифрового комплексного сигнала на интервале работы второго этапа с учетом предварительной оценки частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала,

- осуществляют согласованную фильтрацию скорректированного входного цифрового комплексного сигнала, формируя комплексные отклики второго этапа,

- вычисляют квадраты модулей комплексных откликов второго этапа,

- осуществляют сравнение с заданным порогом второго этапа, при непревышении порога полагают преамбулу необнаруженной,

- при превышении порога второго этапа полагают преамбулу обнаруженной, тогда определяют окончательную оценку временного положения преамбулы по временному положению первого превышения порога второго этапа,

- определяют временное положение, соответствующее максимальному значению квадрата модуля комплексного отклика второго этапа,

- определяют дополнительную оценку частотного сдвига по разности фаз комплексных откликов второго этапа,

определяют окончательную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала как сумму предварительной и дополнительной оценки частотного сдвига, согласно изобретению:

на передающей стороне:

цифровой видеосигнал, состоящий из двух частей, формируют таким образом, чтобы части цифрового видеосигнала были разделены паузой заданной длительности, при этом первая часть представляет собой N коротких кодовых последовательностей, а вторая часть - M длинных кодовых последовательностей,

на приемной стороне:

при выполнении первого этапа частотно-временной синхронизации

определяют априорный интервал временного положения преамбулы для второго этапа,

для определения предварительной оценки частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала на первом этапе:

- осуществляют фильтрацию входного сформированного цифрового комплексного сигнала, согласованную с одной короткой кодовой последовательностью,

- вычисляют суммы N квадратов модулей комплексных откликов первого этапа, взятых с интервалом, равным длительности короткой кодовой последовательности,

- с заданным порогом первого этапа сравнивают полученные суммы N квадратов модулей комплексных откликов первого этапа, при превышении порога:

- временное положение начала преамбулы, соответствующее полученной сумме, полагают текущим временным положением преамбулы,

- формируют текущую оценку частотного сдвига по усредненной разности фаз смежных комплексных откликов первого этапа с n-го по (N-n+1)-й, соответствующих слагаемым суммирования N квадратов модулей комплексных откликов первого этапа, где n - целое число,

$$(n \leq \frac{N}{2} - 1),$$

- порог первого этапа устанавливают равным результату суммирования;

определяют начало априорного интервала временного положения второй части преамбулы по временному положению преамбулы, соответствующему первому превышению порога первого этапа,

определяют окончание априорного интервала временного положения второй части преамбулы по текущему временному положению преамбулы,

предварительную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала определяют к моменту начала второго этапа как текущую оценку частотного сдвига,

к моменту начала априорного интервала временного положения второй части преамбулы порог первого этапа полагают равным первоначальному значению, а текущее временное положение преамбулы считают неопределенным,

на втором этапе:

осуществляют фильтрацию скорректированного входного сформированного цифрового комплексного сигнала, согласованную с одной длинной кодовой последовательностью,

квадраты модулей комплексных откликов второго этапа сравнивают с заданным порогом второго этапа на априорном интервале временного положения второй части преамбулы,

дополнительную оценку частотного сдвига определяют по усредненной разности фаз M комплексных откликов второго этапа: комплексного отклика второго этапа, соответствующего максимальному значению квадрата модуля, и откликов второго этапа, отстоящих от этого отклика на целое число длительности интервала длинной кодовой последовательности от 1 до (M-1).

Текущую оценку частотного сдвига формируют, например, как отношение

усредненной разности фаз комплексных откликов первого этапа к длительности короткой кодовой последовательности.

Начало априорного интервала временного положения второй части преамбулы определяют, например, равным сумме временного положения преамбулы, соответствующего первому превышению порога первого этапа, длительности (N-2)-х коротких кодовых последовательностей и длительности паузы.

Окончание априорного интервала временного положения второй части преамбулы определяют, например, равным сумме текущего временного положения преамбулы, длительности (N+3)-х коротких кодовых последовательностей и длительности паузы.

Фазу входного цифрового комплексного сигнала на интервале работы второго этапа корректируют, умножая отсчеты входного цифрового комплексного сигнала на комплексный множитель единичной амплитуды, фаза которого равна произведению предварительной оценки частотного сдвига на временные положения отсчетов.

Дополнительную оценку частотного сдвига определяют, например, как отношение усредненной разности фаз комплексных откликов второго этапа к длительности длинной кодовой последовательности.

Окончательную оценку временного положения преамбулы, а именно начала преамбулы, определяют равной разности временного положения первого превышения порога второго этапа и суммы длительностей первой части преамбулы и паузы.

Поставленная задача решается также тем, что в устройстве частотно-временной синхронизации системы связи, содержащем на передающей стороне: тактовый генератор, демультиплексор, первый счетчик, второй счетчик, первое постоянное запоминающее устройство, третий счетчик, четвертый счетчик, второе постоянное запоминающее устройство, сумматор, блок формирования данных, передающий тракт, при этом вход тактового генератора является входом устройства, выход тактового генератора соединен с первым входом демультиплексора, который является входом сигнала тактовых импульсов, второй вход демультиплексора, который является управляемым входом, соединен с выходом первого счетчика, первый выход демультиплексора соединен со входом второго счетчика, выход которого соединен со входами первого счетчика и первого постоянного запоминающего устройства, выход первого постоянного запоминающего устройства соединен с первым входом сумматора, второй выход демультиплексора соединен со входом третьего счетчика, выход которого соединен со входами второго постоянного запоминающего устройства и четвертого счетчика, выход которого соединен с третьим входом демультиплексора, который является управляемым входом, и входом блока формирования данных, выход которого соединен с третьим входом сумматора, второй вход которого соединен с выходом второго постоянного запоминающего устройства, выход сумматора соединен со

входом передающего тракта, выход которого является выходом устройства,

на приемной стороне:

приемный тракт, формирующий на выходах входной цифровой комплексный сигнал на видеочастоте, первый и второй согласованные фильтры, осуществляющие фильтрацию соответственно синфазной и квадратурной компоненты сформированного входного цифрового комплексного сигнала и формирующие комплексные отклики первого этапа, первый и второй перемножители, первый сумматор, комплексный перемножитель, блок формирования гармоник, блок расчета частотного сдвига, первый блок сравнения с порогом, блок управления, тактовый генератор, формирующий на выходе сигнал тактовых импульсов, третий и четвертый согласованные фильтры, осуществляющие фильтрацию скорректированного входного цифрового комплексного сигнала и формирующие комплексные отклики второго этапа, третий и четвертый перемножители, второй сумматор, второй блок сравнения с порогом, блок расчета дополнительного частотного сдвига и третий сумматор, при этом вход приемного тракта является входом устройства, первый выход приемного тракта соединен со входом первого согласованного фильтра и первым входом комплексного перемножителя, второй выход приемного тракта соединен со входом второго согласованного фильтра и вторым входом комплексного перемножителя, выходы первого и второго перемножителей соединены соответственно с первым и вторым входами первого сумматора, выход которого соединен с первым входом первого блока сравнения с порогом, второй вход которого соединен с первым выходом блока управления, выход первого блока сравнения с порогом соединен с первым входом блока расчета частотного сдвига, выход которого соединен с первым входом блока формирования гармоник и первым входом третьего сумматора, второй вход блока формирования гармоник соединен с выходом тактового генератора, первый и второй выходы блока формирования гармоник соединены соответственно с третьим и четвертым входами комплексного перемножителя, первый и второй выходы которого соединены соответственно со входами третьего и четвертого согласованных фильтров, выход третьего согласованного фильтра соединен с первым и вторым входами третьего перемножителя и первым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига, выход четвертого согласованного фильтра соединен с первым и вторым входами четвертого перемножителя и вторым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига, выходы третьего и четвертого перемножителей соединены соответственно с первым и вторым входами второго сумматора, выход которого соединен с первым входом второго блока сравнения с порогом, второй вход которого соединен со вторым выходом блока управления, формирующего на этом выходе сигнал окончания второго этапа, выход второго блока сравнения с порогом соединен с третьим входом блока расчета дополнительного частотного сдвига и первым

выходом блока управления, третий выход которого соединен с четвертым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига, четвертый выход блока управления является первым выходом устройства и выходом сигнала окончательной оценки временного положения преамбулы, первый выход блока расчета дополнительного частотного сдвига, формирующего на первом выходе дополнительную оценку частотного сдвига, соединен со вторым входом третьего сумматора, формирующего на выходе сигнал окончательной оценки частотного сдвига, выход третьего сумматора является вторым выходом устройства,

согласно изобретению

на передающей стороне:

первый счетчик выполнен таким образом, что позволяет осуществлять подсчет в сигнале преамбулы числа коротких кодовых последовательностей, формируя на выходе сигнал управления тактовыми импульсами при заданном числе N циклов считывания,

второй счетчик выполнен таким образом, что позволяет осуществлять подсчет в сигнале короткой кодовой последовательности преамбулы числа тактовых импульсов, формируя на выходе сигнал, соответствующий адресам текущих элементов короткой кодовой последовательности, третий счетчик выполнен таким образом, что позволяет осуществлять подсчет в сигнале длинной кодовой последовательности преамбулы числа тактовых импульсов, формируя на выходе сигнал, соответствующий адресам текущих элементов длинной кодовой последовательности, четвертый счетчик выполнен таким образом, что позволяет осуществлять подсчет в сигнале преамбулы числа длинных кодовых последовательностей, формируя на выходе сигнал управления тактовыми импульсами при заданном числе M циклов считывания и сигнал окончания преамбулы, первое постоянное запоминающее устройство выполнено таким образом, что позволяет хранить отсчеты короткой кодовой последовательности, второе постоянное запоминающее устройство выполнено таким образом, что позволяет хранить отсчеты длинной кодовой последовательности, введен счетчик паузы, осуществляющий подсчет на интервале паузы преамбулы числа тактовых импульсов, формируя на выходе сигнал окончания паузы, вход счетчика паузы соединен с третьим выходом демультиплексора, а выход - с четвертым входом демультиплексора, который является управляемым входом,

на приемной стороне введены:

первая и вторая линии задержки, N-1 первых и N-1 вторых перемножителей, блок определения границ априорного интервала, формирующий на первом выходе сигнал начала априорного интервала временного положения второй части преамбулы, а на втором выходе - сигнал окончания априорного интервала временного положения второй части преамбулы, при этом вход первой линии задержки соединен с выходом первого согласованного фильтра, вход второй линии задержки соединен с выходом второго согласованного фильтра, причем первый и второй согласованные фильтры согласованы

с короткой кодовой последовательностью, N выходов первой линии задержки соединены с соответствующими им N вторыми входами блока расчета частотного сдвига и с первыми и вторыми входами соответствующих им N первых перемножителей, N выходов второй линии задержки соединены с соответствующими им N третьими входами блока расчета частотного сдвига и с первыми и вторыми входами соответствующих им N вторых перемножителей, выходы N-1 первых перемножителей соединены с N-1 дополнительными первыми входами первого сумматора, выходы N-1 вторых перемножителей соединены с N-1 дополнительными вторыми входами первого сумматора, выход тактового генератора соединен с пятым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига и первым входом блока определения границ априорного интервала, второй вход которого соединен с выходом первого блока сравнения с порогом, первый выход блока определения границ априорного интервала соединен со вторым входом блока управления и третьим входом первого блока сравнения с порогом, второй выход блока определения границ априорного интервала соединен с третьим входом блока управления, формирующего на первом выходе сигнал управления, определяющий момент окончания или повторного запуска выполнения первого этапа, на третьем выходе - сигнал превышения порога второго этапа, на пятом выходе - сигнал окончания априорного интервала второй части преамбулы, пятый выход блока управления соединен с шестым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига, на шестом выходе - сигнал идентификации априорного интервала второй части преамбулы, шестой выход блока управления соединен с третьим входом второго блока сравнения с порогом, четвертый вход блока управления соединен со вторым выходом блока расчета дополнительного частотного сдвига.

Заявляемый способ частотно-временной синхронизации системы связи и устройство для его осуществления имеют существенные отличия от наиболее близких аналогов, обнаруженных при поиске из известного уровня техники.

Эти отличия заключаются в следующем: оценку временного положения сигнала преамбулы осуществляют в два этапа, причем на первом этапе формируют решающую функцию с широким полезным откликом, что увеличивает вероятность захвата (успешной грубой оценки временного положения), на втором этапе формируют решающую функцию с узким полезным откликом, что позволяет получить точную оценку временного положения сигнала преамбулы. Оценку частотного сдвига формируют также в два этапа, причем качество этой оценки - высокое, поскольку базируется на качественной оценке временного положения.

Фактически в предлагаемом изобретении осуществлена двухэтапная совместная оценка временного положения и частотного сдвига сигнала преамбулы, причем в силу выбранного вида сигнала преамбулы достигнута высокая точность оцениваемых параметров.

Перечисленные признаки заявляемого способа и устройства для его осуществления как на передающей стороне, так и на приемной стороне имеют отличия от наиболее близких аналогов, выявленных при поиске из известного уровня техники, следовательно, заявляемые решения удовлетворяют условию патентоспособности изобретения "новизна".

Анализ уровня техники на соответствие заявленных решений условию патентоспособности изобретения "изобретательский уровень" показал, что известные технические решения не позволяют обеспечить требуемый уровень помехоустойчивости для систем связи. А заявляемые способ и устройство за счет повышения качества частотно-временной синхронизации повышают помехоустойчивость системы связи, поэтому можно сделать вывод, что заявляемые технические решения отвечают условию патентоспособности "изобретательский уровень".

Все признаки заявляемого устройства частотно-временной синхронизации системы связи позволяют полностью реализовать признаки заявляемого способа, т.к. заявляемые изобретения взаимосвязаны настолько, что образуют единый изобретательский замысел.

Изобретения поясняются примерами выполнения и чертежами:

на фиг.1 выполнена структурная схема устройства-прототипа на передающей стороне,

на фиг.2 - структурная схема устройства-прототипа на приемной стороне;

на фиг.3 - структурная схема заявляемого устройства на передающей стороне;

на фиг.4 - структурная схема заявляемого устройства на приемной стороне;

на фиг.5 - структурная схема блока определения границ априорного интервала 35, приведена как пример выполнения;

на фиг.6 - структурная схема блока сравнения с порогом 21 и 29, приведена как пример выполнения;

на фиг.7 - структурная схема блока расчета дополнительного частотного сдвига 30, приведена как пример выполнения;

на фиг.8 - блок управления 22, показан как пример выполнения.

Заявляемое устройство частотно-временной синхронизации системы связи содержит на передающей стороне (фиг.3) тактовый генератор 1, демультиплексор 2, первый счетчик 3, второй счетчик 4, первое постоянное запоминающее устройство 5, третий счетчик 6, четвертый счетчик 7, второе постоянное запоминающее устройство 8, сумматор 9, блок формирования данных 10, передающий тракт 11, при этом вход тактового генератора 1 является входом устройства, выход тактового генератора 1 соединен с первым входом демультиплексора 2, второй вход которого соединен с выходом первого счетчика 3, первый выход демультиплексора 2 соединен со входом второго счетчика 4, выход которого соединен со входами первого счетчика 3 и первого постоянного запоминающего устройства 5, выход первого постоянного запоминающего устройства 5 соединен с первым входом сумматора 9, второй выход

демультиплексора 2 соединен со входом третьего счетчика 6, выход которого соединен со входами второго постоянного запоминающего устройства 8 и четвертого счетчика 7, выход которого соединен с третьим входом демультиплексора 2 и входом блока формирования данных 10, выход которого соединен с третьим входом сумматора 9, второй вход которого соединен с выходом второго постоянного запоминающего устройства 8, выход сумматора 9 соединен со входом передающего тракта 11, выход которого является выходом устройства, согласно изобретению дополнительно содержит счетчик паузы 32, осуществляющий накопление тактовых импульсов заданной длительности, формирующий на выходе сигнал управления окончанием формирования паузы, вход счетчика паузы соединен с третьим выходом демультиплексора, а выход - с четвертым входом демультиплексора; на приемной стороне: приемный тракт 12, формирующий на выходах входной цифровой комплексный сигнал на видеочастоте, первый 13 и второй 14 согласованные фильтры, осуществляющие фильтрацию соответственно синфазной и квадратурной компоненты сформированного входного цифрового комплексного сигнала и формирующие комплексные отклики первого этапа, первый 151 и второй 161 перемножители, первый сумматор 17, комплексный перемножитель 18, блок формирования гармоник 19, блок расчета частотного сдвига 20, первый блок сравнения с порогом 21, блок управления 22, тактовый генератор 23, формирующий на выходе сигнал тактовых импульсов, третий 24 и четвертый 25 согласованные фильтры, осуществляющие фильтрацию скорректированного входного цифрового комплексного сигнала и формирующие комплексные отклики второго этапа, третий 26 и четвертый 27 перемножители, второй сумматор 28, второй блок сравнения с порогом 29, блок расчета дополнительного частотного сдвига 30 и третий сумматор 31, при этом вход приемного тракта 12 является входом устройства, первый выход приемного тракта 12 соединен со входом первого согласованного фильтра 13 и первым входом комплексного перемножителя 18, второй выход приемного тракта 12 соединен со входом второго согласованного фильтра 14 и вторым входом комплексного перемножителя 18, выходы первого 151 и второго 161 перемножителей соединены соответственно с первым и вторым входами первого сумматора 17, выход которого соединен с первым входом первого блока сравнения с порогом 21, второй вход которого соединен с первым выходом блока управления 22, выход первого блока сравнения с порогом 21 соединен с первым входом блока расчета частотного сдвига 20, выход которого соединен с первым входом блока формирования гармоник 19 и первым входом третьего сумматора 31, второй вход блока формирования гармоник 19 соединен с выходом тактового генератора 23, первый и второй выходы блока формирования гармоник 19 соединены соответственно с третьим и четвертым входами комплексного перемножителя 18, первый и второй выходы которого соединены

соответственно со входами третьего 24 и четвертого 25 согласованных фильтров, выход третьего согласованного фильтра 24 соединен с первым и вторым входами третьего перемножителя 26 и первым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига 30, выход четвертого согласованного фильтра 25 соединен с первым и вторым входами четвертого перемножителя 27 и вторым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига 30, выходы третьего 26 и четвертого 27 перемножителей соединены соответственно с первым и вторым входами второго сумматора 28, выход которого соединен с первым входом второго блока сравнения с порогом 29, второй вход которого соединен со вторым выходом блока управления 22, формирующего на этом выходе сигнал окончания второго этапа, выход второго блока сравнения с порогом 29 соединен с третьим входом блока расчета дополнительного частотного сдвига 30 и первым входом блока управления 22, третий выход которого соединен с четвертым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига 30, четвертый выход блока управления 22 является первым выходом устройства и выходом сигнала окончательной оценки временного положения преамбулы, первый выход блока расчета дополнительного частотного сдвига 30, формирующего на первом выходе дополнительную оценку частотного сдвига, соединен со вторым входом третьего сумматора 31, формирующего на выходе сигнал окончательной оценки частотного сдвига, выход третьего сумматора является вторым выходом устройства, согласно изобретению на приемной стороне введены: первая 33 и вторая 34 линии задержки, N-1 первых  $15_{N-1}$  и N-1 вторых  $16_{N-1}$  перемножителей, блок определения границ априорного интервала 35, формирующий на первом выходе сигнал начала априорного интервала временного положения второй части преамбулы, а на втором выходе - сигнал окончания априорного интервала временного положения второй части преамбулы, при этом вход первой линии задержки 33 соединен с выходом первого согласованного фильтра 13, вход второй линии задержки 34 соединен с выходом второго согласованного фильтра 14, при этом первый 13 и второй 14 согласованные фильтры согласованы с короткой кодовой последовательностью, N выходов первой линии задержки 15 соединены с соответствующими им N вторыми входами блока расчета частотного сдвига 20 и с первыми и вторыми входами N первых перемножителей 15, N выходов второй линии задержки 34 соединены с N третьими входами блока расчета частотного сдвига 20 и с первыми и вторыми входами N вторых перемножителей 16, выходы N-1 первых перемножителей 15 соединены с N-1 дополнительными первыми входами первого сумматора 17, выходы N-1 вторых перемножителей соединены с (N-1) дополнительными вторыми входами первого сумматора 17, выход тактового генератора 23 соединен с пятым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига 30 и первым входом блока определения границ априорного интервала 35, второй вход

5 которого соединен с выходом первого блока сравнения с порогом 21, первый выход блока определения границ априорного интервала 35 соединен со вторым входом блока управления 22 и третьим входом первого блока сравнения с порогом 21, второй выход блока определения границ априорного интервала 35 соединен с третьим входом блока управления 22, формирующего на первом выходе сигнал управления, определяющий момент окончания или повторного запуска выполнения первого этапа, на третьем выходе - сигнал превышения порога второго этапа, на пятом выходе - сигнал окончания априорного интервала второй части преамбулы, пятый выход блока управления 22 соединен с шестым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига 30, на шестом выходе - сигнал идентификации априорного интервала второй части преамбулы, шестой выход блока управления 22 соединен с третьим входом второго блока сравнения с порогом 29, четвертый вход блока управления 22 соединен со вторым выходом блока расчета дополнительного частотного сдвига 30.

25 Блок определения границ априорного интервала 35 (фиг.5) содержит последовательно соединенные первый регистр 36, первый ключ 37 и первый счетчик 38, образующих первое плечо, последовательно соединенные второй регистр 39, второй ключ 40 и второй счетчик 41, образующих второе плечо, схему И 42 и схему НЕ 43, при этом первый и второй входы первого 36 и второго 39 регистров и первый вход схемы И объединены, образуя второй вход блока определения границ априорного интервала 35, вторые входы первого 37 и второго 40 ключей объединены, образуя первый вход блока 35, выход первого счетчика 38 является первым выходом блока 35 и соединен со входом схемы НЕ 43 и третьим входом первого регистра 36, выход второго счетчика 41 является вторым выходом блока 35 и соединен с третьим входом второго регистра 39, второй вход второго счетчика 41 соединен с выходом схемы И, вход которой соединен с выходом схемы НЕ 43.

45 Первый 21 и второй 29 блоки сравнения с порогом выполнены эквивалентно, пример их выполнения показан на фиг.6. Блок сравнения с порогом содержит компаратор 42, первый ключ 43, второй ключ 44, регистр 45 и третий ключ 46, при этом первые входы компаратора 42 и второго ключа 44 объединены, образуя первый вход блока сравнения с порогом, который является сигнальным входом, второй вход компаратора 42 соединен с выходом регистра 45, выход компаратора 42 соединен с первым входом первого ключа 43, второй вход первого ключа 43 является управляемым вторым входом блока сравнения с порогом, выход первого ключа 43 является выходом блока сравнения с порогом и соединен со вторым входом второго ключа 44, выход которого соединен со входом регистра 45 и первым входом третьего ключа 46, второй вход которого является третьим входом блока сравнения с порогом и является управляемым входом, третий вход третьего ключа 46 является входом сигнала первоначального значения



порога (соответственно первого или второго этапа) и формируется внутри блока.

Блок расчета дополнительного частотного сдвига 30 показан как пример выполнения (фиг.7) и содержит: первый 47, второй 48, третий 49 и четвертый 50 регистры, первый 51, второй 52, третий 53, четвертый 54 и пятый 55 ключи, первый 56 и второй 57 счетчики и узел расчета частотного сдвига 58, при этом первые входы первого регистра 47 и второго ключа 52 объединены, образуя первый вход блока 30, первые входы второго регистра 48 и первого ключа 51 объединены, образуя второй вход блока 30, вторые входы первого регистра 47, второго регистра 48 и первый вход первого счетчика 56 объединены, образуя третий вход блока 30, выходы первого 47 и второго 48 регистров соединены соответственно с первыми входами третьего 53 и четвертого 54 ключей, вторые входы которых объединены, образуя четвертый вход блока 30, первый и второй входы пятого ключа 55 являются соответственно пятыми и шестыми входами блока 30, выход пятого ключа 55 соединен со вторым входом первого счетчика 56, выход первого счетчика 56 соединен со входом второго счетчика 57 и вторыми входами первого 51 и второго 52 ключей, выходы первого 51 и третьего 53 ключей соединены со входом третьего регистра 49, выходы второго 52 и четвертого 54 ключей соединены со входом четвертого регистра 50, выходы третьего 49 и четвертого 50 регистров соединены соответственно с первым и вторым входами узла расчета частотного сдвига 58, выход которого является первым выходом блока 30, третий вход узла расчета частотного сдвига 58 соединен с выходом второго счетчика 57, выход которого является вторым выходом блока 30.

Блок управления 22 (фиг.8) приведен как пример выполнения и содержит: первую 59, вторую 60 и третью 61 схемы И, первую 62 и вторую 63 схемы НЕ, схему ИЛИ 64, первый 65 и второй 66 формирователи импульсов и регистр 67, при этом первый вход первой схемы И 59 является вторым входом блока управления 22, первый вход второй схемы И и вход второй схемы НЕ объединены, образуя третий вход блока 22, выход второй схемы НЕ соединен со вторым входом первой схемы И, выход которой является шестым выходом блока управления 22 и соединен с первым входом схемы ИЛИ 64, второй вход которой объединен со входом первого формирователя импульсов 65 и вторым входом второй схемы И 60 и соединен с выходом регистра 67, выход которого является третьим выходом блока управления 22, первый и второй входы регистра 67 объединены, образуя первый вход блока управления 22, выход схемы ИЛИ 64 соединен со входом первой схемы НЕ 62 и первым входом третьей схемы И 61, выход первой схемы НЕ является первым выходом блока управления 22, выход первого формирователя импульсов 65 является четвертым выходом блока управления 22, второй вход третьей схемы И 61 является четвертым входом блока 22, а выход ее - вторым выходом блока 22, выход второй схемы И 60 соединен со входом второго формирователя импульсов 66, выход которого является пятым выходом блока управления

22.

Осуществляют заявляемый способ частотно-временной синхронизации системы связи следующим образом:

- на передающей стороне:
  - формируют цифровой видеосигнал, состоящий из двух частей, разделенных паузой заданной длительности, первая часть представляет собой N коротких кодовых последовательностей,
  - вторая часть представляет собой M длинных кодовых последовательностей;
  - фильтруют сформированный цифровой видеосигнал, выполняют его цифроаналоговое преобразование, осуществляют перенос сигнала на несущую частоту, усиливают и передают его по каналу связи;
  - на приемной стороне входной сигнал фильтруют, усиливают, переносят на видеочастоту, осуществляют его аналого-цифровое преобразование и децимацию, формируя входной цифровой комплексный сигнал на видеочастоте;
  - частотно-временную синхронизацию выполняют в два этапа, при этом на первом этапе определяют априорный интервал временного положения преамбулы для второго этапа и предварительную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала, для чего
    - осуществляют согласованную с одной короткой кодовой последовательностью фильтрацию сформированного входного цифрового комплексного сигнала, формируя комплексные отклики первого этапа,
    - вычисляют квадраты модулей комплексных откликов первого этапа,
    - вычисляют суммы N квадратов модулей комплексных откликов первого этапа, взятых с интервалом, равным длительности короткой кодовой последовательности,
    - сравнивают полученные суммы с заданным порогом первого этапа, при превышении порога:
      - временное положение начала преамбулы, соответствующее полученной сумме, полагают текущим временным положением преамбулы,
      - формируют текущую оценку частотного сдвига по усредненной разности фаз смежных комплексных откликов первого этапа с n-го по (N-n+1)-й, соответствующих слагаемым суммирования, где n - целое число,
- $$\left(n \leq \frac{N}{2} - 1\right),$$
  - порог первого этапа устанавливают равным полученной сумме;
  - определяют начало априорного интервала временного положения второй части преамбулы по временному положению преамбулы, соответствующему первому превышению порога первого этапа;
  - определяют окончание априорного интервала временного положения второй части преамбулы по текущему временному положению преамбулы;
  - к моменту начала второго этапа определяют предварительную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного

сигнала как текущую оценку частотного сдвига;

к моменту начала априорного интервала временного положения второй части преамбулы порог первого этапа полагают равным первоначальному значению, а текущее временное положение преамбулы считают неопределенным;

- на втором этапе осуществляют оценку временного положения преамбулы и окончательную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала, для чего

корректируют фазу входного цифрового комплексного сигнала на интервале работы второго этапа с учетом предварительной оценки частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала,

осуществляют согласованную с одной длиной кодовой последовательностью фильтрацию скорректированного входного цифрового комплексного сигнала, формируя комплексные отклики второго этапа,

вычисляют квадраты модулей комплексных откликов второго этапа,

сравнивают квадраты модулей комплексных откликов второго этапа с заданным порогом второго этапа на априорном интервале временного положения второй части преамбулы, при непревышении порога полагают преамбулу необнаруженной,

при превышении порога второго этапа полагают преамбулу обнаруженной, тогда определяют окончательную оценку временного положения преамбулы по временному положению первого превышения порога второго этапа,

на априорном интервале временного положения второй части преамбулы определяют временное положение, соответствующее максимальному значению квадрата модуля комплексного отклика второго этапа длиной кодовой последовательности,

определяют дополнительную оценку частотного сдвига по усредненной разности фаз  $M$  комплексных откликов второго этапа: комплексного отклика второго этапа, соответствующего максимальному значению квадрата модуля, и откликов второго этапа, отстоящих от этого отклика на целое число длительности интервала длиной кодовой последовательности от 1 до  $(M-1)$ ,

определяют окончательную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала как сумму предварительной и дополнительной оценки частотного сдвига.

Текущую оценку частотного сдвига формируют, например, как отношение усредненной разности фаз комплексных откликов первого этапа к длительности короткой кодовой последовательности.

Начало априорного интервала временного положения второй части преамбулы определяют, например, равным сумме временного положения преамбулы, соответствующего первому превышению порога первого этапа, длительности  $(N-2)$ -х коротких кодовых последовательностей и длительности паузы.

Окончание априорного интервала временного положения второй части преамбулы определяют, например, равным

сумме текущего временного положения преамбулы, длительности  $(N+3)$ -х коротких кодовых последовательностей и длительности паузы.

5 Фазу входного цифрового комплексного сигнала на интервале работы второго этапа корректируют, умножая отсчеты входного цифрового комплексного сигнала на комплексный множитель единичной амплитуды, фаза которого равна произведению предварительной оценки частотного сдвига на временные положения отсчетов.

10 Дополнительную оценку частотного сдвига определяют, например, как отношение усредненной разности фаз комплексных откликов второго этапа к длительности длинной кодовой последовательности.

15 Окончательную оценку временного положения преамбулы, а именно начала преамбулы, определяют равной разности временного положения первого превышения порога второго этапа и суммы длительностей первой части преамбулы и паузы.

20 Заявляемый способ реализуют на устройстве частотно-временной синхронизации системы связи, структурная схема которого выполнена на фиг.3 и 4.

25 Рассмотрим реализацию заявляемого способа на передающей стороне, используя для этого фиг.3.

30 Тактовый генератор 1, демультиплексор 2, первый счетчик 3, второй счетчик 4, третий счетчик 6, четвертый счетчик 7, счетчик паузы 32 и сумматор 9 используют для формирования цифрового видеосигнала преамбулы, а блок формирования данных 10 используют для формирования информационного сигнала системы связи.

35 Временная структура сигнала преамбулы заранее определена.

В заявляемом устройстве на передающей стороне в качестве первого 3, второго 4, третьего 6, четвертого 7 счетчиков и счетчика паузы 32 используют стандартные программируемые счетчики, например серии 564 IE10 и др. В качестве первого 5 и второго 8 постоянных запоминающих устройств используют известные постоянные запоминающие устройства с необходимым объемом памяти.

40 Сформированный сигнал преамбулы и информационный сигнал поступают через передающий тракт 11 в канал связи.

45 При формировании сигнала преамбулы и информационного сигнала осуществляют их временное разделение. Информационный сигнал поступает в передающий тракт после сигнала окончания процедуры формирования сигнала преамбулы.

50 Процедуру формирования сигнала преамбулы выполняют следующим образом.

55 Тактовый генератор 1 по команде управления начала или повтора передачи сигнала преамбулы, поступающей на его вход, формирует тактовые импульсы, параметры которых определяются длительностью чипа кодовых последовательностей (ПСП). С выхода тактового генератора 1 тактовые импульсы поступают на первый вход демультиплексора 2, на второй и четвертый управляемые входы которого соответственно с выхода первого счетчика 3 и с выхода счетчика паузы 32 поступают сигналы управления (коммутации).

На третий управляемый вход демultipлексора 2 и на управляемый вход блока формирования данных 10 с выхода четвертого счетчика 7 поступает сигнал коммутации - окончания преамбулы.

Исходное состояние сигналов управления (коммутации) устанавливаются таким образом, что первоначально тактовые импульсы только с первого выхода демultipлексора 2 поступают на вход второго счетчика 4. Второй счетчик 4 программируют таким образом, чтобы он на выходе сформировал сигнал, соответствующий адресам текущих элементов короткой кодовой последовательности, а сигнал на старшем разряде, равный, например, логической единице, индицирует окончание считывания очередной короткой кодовой последовательности.

По сигналу адресов текущих элементов короткой кодовой последовательности, поступающему с выхода второго счетчика 4 на вход первого постоянного запоминающего устройства 5, в блоке 5 осуществляют циклическое считывание текущих элементов короткой кодовой последовательности, которые поступают с выхода первого постоянного запоминающего устройства 5 на первый вход сумматора 9 и далее с его выхода поступают на вход передающего тракта 11. По сигналу окончания считывания очередной короткой кодовой последовательности, который поступает на вход первого счетчика 3, осуществляют подсчет (накопление) числа циклов считывания и формируют на выходе первого счетчика 3 сигнал управления, равный, например, логической единице, если число циклов равно заданному числу N коротких кодовых последовательностей в сигнале преамбулы.

При этом в течение временного интервала формирования заданного числа коротких кодовых последовательностей с выхода второго постоянного запоминающего устройства 8 на второй вход сумматора 9 и с выхода блока формирования данных 10 на третий вход сумматора 9 считывают сигналы, равные нулю.

По сформированному сигналу управления с выхода первого счетчика 3 осуществляют коммутацию демultipлексора 2, и тактовые импульсы с его третьего выхода поступают на вход счетчика паузы 32. В счетчике паузы 32 осуществляют подсчет (накопление) тактовых импульсов и программируют его таким образом, чтобы появление в его старшем разряде сигнала, равного, например, логической единице, соответствовало окончанию формирования паузы заданной длительности.

При этом в течение интервала паузы с выхода первого постоянного запоминающего устройства 5 на первый вход сумматора 9, с выхода второго постоянного запоминающего устройства 8 на второй вход сумматора 9 и с блока формирования данных 10 на третий вход сумматора 9 и на вход передающего тракта 11 считывают сигналы, равные нулю.

По сигналу окончания формирования паузы заданной длительности, который поступает с выхода счетчика паузы 32 на четвертый вход демultipлексора 2, осуществляют его коммутацию, и тактовые импульсы поступают только со второго

выхода демultipлексора 2 на вход третьего счетчика 6.

Третий счетчик 6 программируют таким образом, что на его выходах формируют сигнал, соответствующий адресам текущих элементов длинной кодовой последовательности, а сигнал на старшем разряде, равный, например, логической единице, индицирует окончание считывания очередной длинной кодовой последовательности.

По сигналам адресов, поступающим с выхода третьего счетчика 6 на вход второго постоянного запоминающего устройства 8, осуществляют циклическое считывание текущих элементов длинной кодовой последовательности, которые поступают на второй вход сумматора 9. По сигналу окончания считывания очередной длинной кодовой последовательности, который поступает на вход четвертого счетчика 7, осуществляют подсчет (накопление) числа циклов считывания и формируют на выходе этого счетчика сигнал управления, равный, например, логической единице, если число циклов равно заданному числу M длинных кодовых последовательностей в сигнале преамбулы.

При этом в течение временного интервала формирования заданного числа длинных кодовых последовательностей с выхода первого постоянного запоминающего устройства 5 на первый вход сумматора 9 и с блока формирования данных 10 на третий вход сумматора 9 считывают сигналы, равные нулю.

По сигналу окончания формирования заданного числа длинных кодовых последовательностей, который поступает с выхода четвертого счетчика 7 числа длинных кодовых последовательностей на третий вход демultipлексора 2 и на управляемый вход блока формирования данных 10, осуществляют коммутацию таким образом, что с выхода первого постоянного запоминающего устройства 5 на первый вход сумматора 9 и с выхода второго постоянного запоминающего устройства 8 на второй вход сумматора 9 считывают сигналы, равные нулю, а с выхода блока формирования данных 10 на третий вход сумматора 9 считывают информационный сигнал.

С выхода сумматора 9 сформированный цифровой видеосигнал поступает в передающий тракт 11. В передающем тракте 11 сигнал преамбулы и информационный сигнал преобразуют, выполняя стандартную последовательность операций (фильтрацию, цифроаналоговое преобразование, модуляцию, перенос на несущую частоту, усиление и т.д.), и осуществляют передачу полученного сигнала (сообщения) в канал связи.

Сигнал преамбулы используют для частотно-временной синхронизации, которая состоит из двух этапов. При этом на первом этапе определяют априорный интервал временного положения второй части преамбулы и предварительную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала. На втором этапе осуществляют оценку временного положения преамбулы и окончательную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и

частотой опорного сигнала.

Рассмотрим реализацию заявляемого способа на приемной стороне, используя для этого фиг.4, на которой показана структурная схема заявляемого устройства на приемной стороне.

На приемной стороне в приемном тракте 12 входной сигнал, который поступает на его вход, предварительно фильтруют, усиливают, переносят на видеочастоту, осуществляют его аналого-цифровое преобразование, децимацию и т.д. В результате чего формируют входной цифровой комплексный сигнал на видеочастоте.

Синфазная и квадратурная составляющие входного цифрового сигнала с первого и второго выходов приемного тракта 12 поступают соответственно на входы первого 13 и второго 14 согласованных фильтров и на первый и второй входы комплексного перемножителя 18.

В первом согласованном фильтре 13 осуществляют согласованную с одной короткой кодовой последовательностью фильтрацию синфазной компоненты входного сигнала. Во втором согласованном фильтре 14 осуществляют согласованную с одной короткой кодовой последовательностью фильтрацию квадратурной компоненты входного сигнала.

На выходах первого 13 и второго 14 согласованных фильтров формируют корреляционные отклики соответственно для синфазной и квадратурной составляющих входного цифрового комплексного сигнала, которые поступают на входы первой 33 и второй 34 линий задержки соответственно для синфазной и квадратурной составляющих сигнала.

В первой 33 и второй 34 линиях задержки запоминают (записывают) отклики соответственно для синфазной и квадратурной составляющих с дискретом, например, в один чип на интервале длительности  $N$  коротких кодовых последовательностей. Каждая линия задержки соответственно для синфазной и квадратурной составляющих имеет  $N$  выходов.

В первых  $15_1-15_N$  и вторых  $16_1-16_N$  перемножителях вычисляют квадраты соответствующих откликов для синфазной и квадратурной составляющих первого этапа, которые поступают на соответствующие им первые и вторые входы первого сумматора 17.

В первом сумматоре 17 путем суммирования соответствующих квадратов синфазной и квадратурной составляющих откликов вычисляют сумму  $N$  квадратов модулей комплексных откликов первого этапа, взятых с интервалом, равным длительности короткой кодовой последовательности, которые поступают на первый вход первого блока сравнения с порогом 21. На второй вход первого блока сравнения с порогом 21 с первого выхода блока управления 22 поступает сигнал управления, определяющий момент окончания или повторного запуска выполнения первого этапа. На третий вход первого блока сравнения с порогом 21 и второй вход блока управления 22 с первого выхода блока определения границ априорного интервала 35 поступает сигнал

начала априорного интервала временного положения второй части преамбулы, по которому осуществляют установку первоначального (исходного) значения порога первого этапа. Эта установка необходима для начала очередного цикла работы первого этапа синхронизации. В первом блоке сравнения с порогом 21 последовательно сравнивают результаты суммирования с выхода первого сумматора 17 с порогом первого этапа  $H_1$ . Результаты сравнения с выхода первого блока сравнения с порогом 21 поступают на второй вход блока определения границ априорного интервала 35 и на первый вход блока расчета частотного сдвига 20.

При превышении порога первого этапа: текущим временным положением преамбулы считают временное положение начала преамбулы, соответствующее результату суммирования;

в блоке расчета частотного сдвига 20 формируют текущую оценку частотного сдвига;

в блоке определения границ априорного интервала 35 определяют начало априорного интервала временного положения второй части преамбулы (по первому превышению порога) и окончание априорного интервала временного положения второй части преамбулы (по последнему превышению порога работы первого этапа);

текущую оценку частотного сдвига формируют в блоке расчета частотного сдвига 20 по усредненной разности фаз комплексных откликов первого этапа, поступающих на вторые и третьи входы блока 20.

Усредненную разность фаз формируют, например, как сумму произведений комплексных откликов на комплексно сопряженные соседние отклики. Причем  $n-1$  начальных и  $n-1$  последних корреляционных откликов не используют в формировании суммы. Значение аргумента полученного комплексного числа равно усредненной разности фаз. При этом отношение усредненной разности фаз к длительности короткой кодовой последовательности равно оценке текущего частотного сдвига.

Оценка текущего частотного сдвига поступает с выхода блока 20 на первый вход блока формирования гармоник 19 и на первый вход третьего сумматора 31 и соответствует текущей "грубой" оценке частотной расстройки. На второй вход блока формирования гармоник 19, на первый вход блока определения границ априорного интервала 35 и на пятый вход блока расчета дополнительного частотного сдвига 30 с выхода тактового генератора 23 поступает сигнал тактовой частоты, период которого равен в данном случае длительности чипа ПСП.

Начало априорного интервала временного положения второй части преамбулы определяют в блоке определения границ априорного интервала 35, например равным сумме временного положения преамбулы, соответствующего первому превышению порога первого этапа, длительности  $(N-2) \cdot x$  коротких кодовых последовательностей и длительности паузы. Начиная с момента начала априорного интервала временного положения второй части преамбулы, сигнал, равный, например, логической единице, с

первого выхода блока определения границ априорного интервала 30 поступает на второй вход блока управления 22 и третий вход первого блока сравнения с порогом 21.

Окончание априорного интервала временного положения второй части преамбулы определяют в блоке определения границ априорного интервала 35, например равным сумме текущего временного положения преамбулы, длительности (N+3)-х коротких кодовых последовательностей и длительности паузы. Сигнал окончания априорного интервала поступает со второго выхода блока определения границ априорного интервала 35 на третий вход блока управления 22.

После каждого превышения порога первого этапа его значение устанавливают в первом блоке сравнения с порогом 21 равным результату суммирования в первом сумматоре 17.

К моменту начала второго этапа в блоке расчета частотного сдвига 20 формируют предварительную оценку частотного сдвига между несущей входного сигнала и частотой опорного сигнала, которая равна последней текущей оценке частотного сдвига.

В блоке формирования гармоники 19 по предварительной оценке частотного сдвига и сигналу с тактового генератора 23 формируют комплексный множитель единичной амплитуды, фаза которого равна произведению предварительной оценки частотного сдвига на временное положение текущих отсчетов. Квадратурные составляющие комплексного множителя с первого и второго выходов блока формирования гармоники 19 поступают соответственно на третий и четвертый входы комплексного перемножителя 18, в котором корректируют фазу входного цифрового комплексного сигнала на втором этапе. Для этого в комплексном перемножителе 18 осуществляют известную операцию умножения отсчетов входного цифрового комплексного сигнала на комплексный множитель.

В момент начала априорного интервала временного положения второй части преамбулы в первом блоке сравнения с порогом 21 устанавливают порог первого этапа, равный первоначальному значению H1. С этого момента времени начинается второй этап, в течение которого осуществляют оценку временного положения преамбулы и окончательную оценку частотного сдвига между несущей входного сигнала и частотой опорного сигнала.

На интервале работы второго этапа в комплексном перемножителе 18 постоянно корректируют фазу входного цифрового комплексного сигнала с учетом предварительной оценки частотного сдвига между несущей входного сигнала и частотой опорного сигнала, полученной на первом этапе.

Синфазная и квадратурная составляющие входного цифрового комплексного сигнала, скорректированные по фазе, с первого и второго выхода комплексного перемножителя 18 поступают соответственно на входы третьего 24 и четвертого 25 согласованных фильтров.

В третьем 24 и четвертом 25 согласованных фильтрах осуществляют

согласованную фильтрацию с одной длинной кодовой последовательностью соответственно для синфазной и квадратурной составляющих входного скорректированного цифрового комплексного сигнала и формируют соответственно синфазные и квадратурные составляющие откликов второго этапа. Сформированные синфазные составляющие откликов второго этапа с выхода третьего согласованного фильтра поступают на первые и вторые входы третьего перемножителя 26 и на первый вход блока расчета дополнительного частотного сдвига 30. Сформированные квадратурные составляющие откликов второго этапа с выхода четвертого 25 согласованного фильтра поступают на первый и второй входы четвертого перемножителя 27 и на второй вход блока расчета дополнительного частотного сдвига 30.

В третьем 26 и четвертом 27 перемножителях формируют соответственно квадраты синфазной и квадратурной составляющих откликов второго этапа, которые поступают соответственно на первый и второй входы второго сумматора 28, где путем их суммирования вычисляют квадраты модулей комплексных откликов второго этапа.

Вычисленные квадраты модулей комплексных откликов второго этапа с выхода второго сумматора 28 поступают на первый вход второго блока сравнения с порогом 29. На второй вход второго блока сравнения с порогом 29 со второго выхода блока управления 22 поступает сигнал управления, равный, например, логической единице, если текущая временная задержка находится внутри априорного интервала временного положения второй части преамбулы. С шестого выхода блока управления 22 на третий вход второго блока сравнения с порогом 29 поступает сигнал окончания второго этапа, равный, например, логической единице.

Во втором блоке сравнения с порогом 29 для временных задержек на априорном интервале временного положения второй части преамбулы сравнивают значения квадратов модулей комплексных откликов второго этапа с порогом второго этапа H2. Результат сравнения с выхода второго блока сравнения с порогом 29 поступает на первый вход блока управления 22 и на третий вход блока расчета дополнительного частотного сдвига 30.

При непревышении порога H2 на априорном интервале временного положения второй части преамбулы полагают преамбулу необнаруженной, на первом выходе блока управления 22 формируют сигнал повторного запуска первого этапа, который поступает на второй вход первого блока сравнения с порогом 21, и процедуру частотно-временной синхронизации повторяют, начиная с первого этапа.

При превышении порога H2 (хотя бы однократном превышении) на априорном интервале временного положения второй части преамбулы преамбулу полагают обнаруженной. При этом по сигналам превышения порога в блоке управления 22 определяют окончательную оценку временного положения преамбулы как временное положение первого превышения

порога второго этапа Н2. Полученная оценка с четвертого выхода блока управления 22 поступает на первый выход устройства.

Окончательная оценка временного положения преамбулы (начало преамбулы) однозначно определяется временным положением первого превышения порога второго этапа Н2 и равна разности временного положения первого превышения порога второго этапа Н2 и суммы длительностей первой части преамбулы и паузы.

В блоке расчета дополнительного частотного сдвига 30 по управляющему сигналу наличия превышения порога второго этапа и по управляющему сигналу окончания априорного интервала второй части преамбулы, поступающим соответственно на его четвертый и шестой входы с третьего и пятого выходов блока управления 22, и сигналу превышения порога, поступающему на третий вход с выхода второго блока сравнения с порогом 29, определяют временное положение, соответствующее максимальному значению квадрата модуля комплексного отклика второго этапа.

В блоке расчета дополнительного частотного сдвига 30 синфазные и квадратурные составляющие комплексных откликов второго этапа, соответствующие максимальному значению квадрата модуля, и отклики второго этапа, отстоящие от этого отклика на целое число длительностей интервалов длинной кодовой последовательности от 1 до (М-1), используют для определения дополнительной оценки частотного сдвига.

Оценка выполняется, например, следующим образом. Формируют усредненную разность фаз М смежных комплексных откликов второго этапа как сумму произведений М-1 комплексно сопряженных откликов на последующие комплексные отклики, отстоящие друг от друга на временной интервал, равный длинной кодовой последовательности. В результате аргумент полученного комплексного числа равен усредненной разности фаз смежных комплексных откликов второго этапа и определяет оценку дополнительного фазового сдвига. Дополнительную оценку частотного сдвига определяют, например, как отношение усредненной разности фаз смежных комплексных откликов второго этапа к длительности длинной кодовой последовательности. Дополнительная оценка частотного сдвига с первого выхода блока 30 поступает на второй вход третьего сумматора 31.

В третьем сумматоре 31 определяют окончательную оценку частотного сдвига между несущей входного и частотой опорного сигнала как сумму предварительной и дополнительной оценки частотного сдвига. Полученная окончательная оценка с выхода третьего сумматора 31 поступает на второй выход устройства.

По окончании процедуры дополнительной оценки частотного сдвига в блоке расчета дополнительного частотного сдвига 30 формируют сигнал окончания второго этапа, который со второго выхода блока 30 поступает на четвертый вход блока управления 22. По этому сигналу процедуру

частотно-временной синхронизации системы связи заканчивают.

Для лучшего понимания реализации заявляемых способа частотно-временной синхронизации системы связи и устройства для его осуществления рассмотрим работу блока определения границ априорного интервала 35, первого 21 и второго 29 блоков сравнения с порогом, блока расчета дополнительного частотного сдвига 30 и блока управления 22.

Блок определения границ априорного интервала 35 может быть выполнен, например, как показано на фиг.5, и работает следующим образом.

В первом плече, содержащем первый регистр 36, первый ключ 37 и первый счетчик 38, формируют сигнал начала области априорного интервала второго этапа. Во втором плече, содержащем второй регистр 39, второй ключ 40 и второй счетчик 41, формируют сигнал окончания области априорного интервала второго этапа.

Схема НЕ 43 и схема ИЛИ 42 осуществляют коммутацию работы блока 35.

На первые и вторые входы первого 36 и второго 39 регистров и первый вход схемы И 42 со второго входа блока 35 поступает сигнал сравнения с порогом первого этапа. На второй вход схемы И 42 с выхода схемы НЕ 43 поступает сигнал, инверсный ее входному сигналу.

С выхода первого счетчика 38 (начала) на третий вход сброса (обнуления) первого регистра 36, на вход схемы НЕ 43 и на первый выход блока 35 поступает сигнал, равный логическому нулю до момента начала априорного интервала второго этапа и равный логической единице в противном случае.

На третий вход сброса (обнуления) второго регистра 39 и на второй выход блока 35 с выхода второго счетчика 41 (окончания) поступает сигнал, равный логическому нулю до момента окончания априорного интервала второго этапа и равный логической единице в противоположном случае.

При превышении порога первого этапа в первый 36 и второй 39 регистры записывают сигнал, равный логической единице, который с выходов первого 36 и второго 39 регистров поступает на первые управляемые входы соответственно первого 37 и второго 40 ключей. На вторые входы первого 37 и второго 40 ключей с первого входа блока 35 поступает сигнал с тактового генератора, который через первый ключ 37 поступает на вход первого счетчика 38, а через второй ключ 40 - на первый вход второго счетчика 41. На второй вход второго счетчика 41 с выхода схемы И 42 поступает сигнал обнуления (управления).

Схема НЕ 43 и схема И 42 формируют сигнал обнуления второго счетчика 41 и обеспечивают управление режимом работы второго плеча данного блока.

По первому превышению порога первого этапа первый ключ 37 замыкается и первый счетчик 38 накапливает импульсы тактовой частоты. Он запрограммирован таким образом, что сигнал начала априорного интервала временного положения второй части преамбулы, равный логической единице, появляется на его выходе в момент времени, равный, например, сумме временного положения преамбулы,

соответствующего первому превышению порога первого этапа, длительности N-2 коротких кодовых последовательностей и длительности паузы.

Сигнал начала априорного интервала временного положения второй части преамбулы, равный логической единице, с выхода первого счетчика 38 поступает на первый выход блока 35, на вход схемы HE 43 и на третий вход первого регистра 36, по которому первый регистр 36 обнуляется, а первый ключ 37 и первый счетчик 38 блокируются. При этом на выходе схемы И 42 формируют сигнал, равный логическому нулю, блокирующий сброс второго счетчика 41.

Когда отсутствует сигнал начала априорного интервала временного положения второй части преамбулы, выходной сигнал первого счетчика 38 равен логическому нулю, по которому в схеме И 42 при каждом превышении порога первого этапа формируют сигнал сброса второго счетчика 41, равный логической единице, в результате чего второй счетчик 41 обнуляется.

Следует отметить, что каждое последующее превышение порога первого этапа соответствует большому отклику первого этапа. Поэтому последнее превышение порога первого этапа для предложенной процедуры приема определяет наибольший отклик первого этапа. Временное положение этого отклика в предлагаемой процедуре используют для формирования окончания априорного интервала временного положения второй части преамбулы. В конечном итоге процедура определения временной позиции окончания априорного интервала временного положения второй части преамбулы заключается в определении временной позиции наибольшего отклика первого этапа.

Во втором счетчике 41 для каждого текущего сигнала превышения порога первого этапа накапливают импульсы тактовой частоты. Предлагаемая процедура сброса второго счетчика 41 по сигналу с выхода схемы И 42 обеспечивает формирование сигнала окончания априорного интервала временного положения второй части преамбулы по временному положению наибольшего отклика первого этапа.

Второй счетчик 41 запрограммирован таким образом, что сигнал окончания априорного интервала временного положения второй части преамбулы, равный логической единице, появляется на его выходе в момент времени, равный, например, сумме текущего временного положения преамбулы, длительности (N+3)-х коротких кодовых последовательностей и длительности паузы.

Сигнал окончания априорного интервала временного положения второй части преамбулы, равный логической единице, с выхода второго счетчика 41 поступает на второй выход блока 35 и на третий вход второго регистра 39. По этому сигналу осуществляют обнуление второго регистра 39 и завершают процедуру формирования априорного интервала временного положения второй части преамбулы.

Первый 38 и второй 41 счетчики могут быть реализованы, например, на базе стандартных программируемых счетчиков типа 564IE10 или подобных им.

Рассмотрим подробнее работу первого 21 и второго 29 блоков сравнения с порогом. Блоки 21 и 29 выполнены одинаково и отличаются только сигналами, приходящими на элементы схемы. Поэтому структурная схема для обоих блоков представлена в общем виде на фиг.6.

Рассмотрим работу первого блока сравнения с порогом 21. На второй управляемый вход первого ключа 43 со второго входа первого блока сравнения с порогом 21 (соответственно с первого выхода блока управления) поступает сигнал управления, определяющий момент окончания или повторного запуска выполнения первого этапа синхронизации. На второй управляемый вход третьего ключа 46 с третьего входа блока 21 поступает сигнал начала априорного интервала временного положения второй части преамбулы.

Предварительно при включении устройства приема на второй управляемый вход первого ключа 43 устанавливают сигнал, равный логической единице, по которому первый ключ 43 открывают (замыкают), и сигнал превышения порога с выхода компаратора 42 через первый ключ 43 поступает на выход первого блока сравнения с порогом 21 и на второй управляемый вход второго ключа 44. Предварительно в регистр 45 записывают первоначальное значение порога первого этапа H1. На первый управляемый вход третьего ключа 46 устанавливают сигнал, равный логическому нулю, по которому этот ключ закрывают (размыкают). Сигнал с выхода третьего ключа 46 или сигнал с выхода второго ключа 44 поступает на вход регистра 45, запоминается в нем и с выхода регистра 45 поступает на второй вход компаратора 42.

На первые входы второго ключа 44 и компаратора 42 с первого входа блока 21 поступают квадраты модулей комплексных откликов первого этапа, которые сравниваются в компараторе 42 с порогом первого этапа.

При превышении порога на выходе компаратора 42 формируется сигнал, равный логической единице, который через первый ключ 43 поступает на выход первого блока сравнения с порогом 21 и на второй управляемый вход второго ключа 44. По этому сигналу квадрат модуля текущего комплексного отклика через второй ключ 44 поступает на вход регистра 45, запоминается в нем и с его выхода поступает на второй вход компаратора 42 в качестве значения текущего порога первого этапа, и процедура сравнения с порогом повторяется.

Оканчивается процедура сравнения с порогом в момент прихода на второй управляемый вход первого ключа 43 сигнала управления, определяющий момент окончания или повторного запуска выполнения первого этапа (логический ноль). При этом первый ключ 43 блокируют (размыкают).

По сигналу начала априорного интервала временного положения второй части преамбулы (логическая единица), поступающему на второй управляемый вход третьего ключа 46, на вход регистра 45 с первого сигнального входа третьего ключа 46 подают сигнал, равный первоначальному значению порога первого этапа H1

(хранящегося внутри блока), и запоминают в регистре 45.

Процедура сравнения с порогом второго этапа выполняется аналогично, однако в качестве входных сигналов используются следующие.

На первые входы второго ключа 44 и компаратора 42 с первого входа блока 29 поступают вычисленные квадраты модулей комплексных откликов второго этапа.

На второй управляемый вход первого ключа 43 со второго входа блока 29 (соответственно со второго выхода блока управления 22) поступает сигнал управления, равный, например, логической единице, если текущая временная задержка находится внутри априорного интервала временного положения второй части преамбулы.

На второй вход второго блока сравнения с порогом 29 и соответственно на второй управляемый вход третьего ключа 46 с третьего входа блока 29 (соответственно со второго выхода блока управления 22) поступает сигнал окончания второго этапа, равный, например, логической единице.

Блок расчета дополнительного частотного сдвига 30 (фиг.7) работает следующим образом. Первый 47 и второй 48 регистры, третий 53 и четвертый 54 ключи используют для выделения комплексного отклика второго этапа, соответствующего максимальному значению квадрата модуля комплексного отклика второго этапа.

Первый 51, второй 52 и пятый 55 ключи, третий 49 и четвертый 50 регистры, первый счетчик 56 (счетчик длинной кодовой последовательности), второй счетчик 57 (счетчик числа длинных кодовых последовательностей) и узел расчета частотного сдвига 58 реализуют процедуру расчета дополнительного частотного сдвига.

На первые входы первого регистра 47 и второго ключа 52 с первого входа блока 30 поступают синфазные компоненты откликов второго этапа.

На первые входы второго регистра 48 и первого ключа 51 поступают квадратурные компоненты откликов второго этапа.

На вторые входы первого 47 и второго 48 регистров и первый вход первого счетчика 56 с третьего входа блока 30 поступает сигнал превышения порога второго этапа.

На вторые управляемые входы первого 51 и второго 52 ключей и вход второго счетчика 57 с выхода первого счетчика 56 поступает импульсный сигнал, период которого равен длине длинной кодовой последовательности.

На второй вход первого счетчика 56 поступает сигнал с выхода пятого ключа 55, на первый вход которого с пятого входа блока 30 поступает сигнал тактового генератора, период которого равен в данном случае длительности чипа ПСП. На второй управляемый вход пятого ключа 55 с четвертого входа блока 30 поступает сигнал наличия превышения порога второго этапа.

По сигналам превышения порога второго этапа в первом 47 и втором 48 регистрах запоминают соответствующие значения синфазных и квадратурных компонент откликов второго этапа, которые с их выходов поступают на первые входы соответственно третьего 53 и четвертого 54 ключей. При этом первый счетчик 56 обнуляется, а первый 51 и второй 52 ключи закрываются (размыкаются).

На вторые входы третьего 53 и четвертого 54 ключей с шестого входа блока 30 поступает сигнал окончания априорного интервала второй части преамбулы, который в течение априорного интервала второй части преамбулы равен логическому нулю. По окончании априорного интервала на вторые входы третьего 53 и четвертого 54 ключей поступает сигнал, равный логической единице, по этому сигналу соответствующие синфазные и квадратурные составляющие откликов второго этапа, с выходов третьего 53 и четвертого 54 ключей поступают на входы третьего 49 и четвертого 50 последовательно-параллельных регистров и запоминаются в них. Согласно этой процедуре запомненные в третьем 49 и четвертом 50 регистрах синфазные и квадратурные составляющие откликов второго этапа соответствуют максимальному отклику второго этапа.

На второй вход пятого ключа 55 поступает сигнал, равный логической единице, если было хотя бы одно превышение порога на априорном интервале временного положения второй части преамбулы. По этому сигналу с выхода пятого ключа 55 на второй (счетный) вход первого счетчика 56 поступает сигнал тактового генератора, который накапливается в нем. Первый счетчик 56 запрограммирован так, что на его выходе формируется импульсный сигнал с периодом, равным длительности длинной кодовой последовательности. По этому сигналу через первый 51 и второй 52 ключи осуществляют последовательную запись в третий 49 и четвертый 50 регистры и формируют последовательность соответствующих синфазных и квадратурных составляющих откликов второго этапа, отстоящих от максимального отклика второго этапа на временные интервалы, кратные длине длинной кодовой последовательности. Сформированная последовательность откликов второго этапа поступает на соответствующие первый синфазный и второй квадратурный входы узла расчета частотного сдвига 58.

Отклики второго этапа, число которых равно M, что задается выходным сигналом второго счетчика 57, используют для расчета частотного сдвига. Второй счетчик 57 запрограммирован так, что на его выходе по входному сигналу формируется импульсный сигнал длительности M-1 длинных кодовых последовательностей, который поступает на третий вход узла расчета частотного сдвига 58 и на второй выход блока 30. По выходному сигналу второго счетчика 57 в узле расчета частотного сдвига 58 из M синфазных и квадратурных составляющих откликов второго этапа, сформированных в третьем 49 и четвертом 50 регистрах, реализуют процедуру вычисления оценки частотной расстройки w в соответствии с выражением

$$w = \frac{1}{L \cdot \delta} \arg \left[ \frac{1}{M-1} \sum_{i=1}^{M-1} U_{i+1} U_i^* \right],$$

где L - число чипов в длинной ПСП,  $\delta$  - длительность чипа ПСП,  $U_k = U_{Qk} + j U_{Sk}$ ,  $k = \overline{1, M}$  - комплексные отклики второго этапа,  $U_{Qk}, U_{Sk}$ ,  $k = \overline{1, M}$  - соответственно синфазные и квадратурные составляющие



откликов второго этапа, (\*) - операция комплексного сопряжения.

Полученная дополнительная оценка частотной расстройки  $w$  с выхода узла расчета частотного сдвига 58 поступает на первый выход блока расчета

дополнительного частотного сдвига 30. Третий 49 и четвертый 50 регистры с последовательной записью и параллельным считыванием реализуются, например, на базе стандартных микросхем серии 561ПР1 или серии 1564ИР8 или подобных им.

Первый 56 и второй 57 счетчики легко реализуются, например, на базе стандартных микросхем типа 564ИЕ10 или подобных им.

Блок управления 22 для заявляемого устройства, выполненный на фиг.8, работает следующим образом.

Со второго входа блока управления 22 на первый вход первой схемы И 59 поступает сигнал начала априорного интервала временного положения второй части преамбулы.

С третьего входа блока управления 22 на первый вход второй схемы И 60 и на вход второй схемы НЕ 63 поступает сигнал окончания априорного интервала временного положения второй части преамбулы. Инверсный сигнал окончания априорного интервала временного положения второй части преамбулы с выхода второй схемы НЕ 63 поступает на второй вход первой схемы И 59. Сигнал управления с выхода первой схемы И 59, равный, например, логической единице, если текущая временная задержка находится внутри априорного интервала временного положения второй части преамбулы, поступает на первый вход схемы ИЛИ 64 и на шестой выход блока управления 22.

С первого входа блока управления 22 на первый сигнальный вход и на второй вход записи регистра 67 поступает сигнал результата сравнения с заданным порогом второго этапа Н2, по которому при наличии хотя бы одного превышения в регистр 67 записывают сигнал, равный логической единице. Сигнал с выхода регистра 67 поступает на второй вход схемы ИЛИ 64, на вход первого формирователя импульса 65, на второй вход второй схемы И 60 и на третий выход блока управления 22.

На выходе второй схемы И 60 по окончании априорного интервала второго этапа формируют сигнал, равный логической единице, если было хотя бы одно превышение порога второго этапа. Сформированный сигнал с выхода второй схемы И 60 поступает на вход второго формирователя импульса 66, на выходе которого формируют импульсный сигнал по окончании априорного интервала второго этапа, если было хотя бы одно превышение порога второго этапа. Выходной сигнал второго формирователя импульса является пятым выходом блока управления 22.

По выходному сигналу с регистра 67 на выходе первого формирователя импульса 65 формируется оценка временного положения первого превышения порога второго этапа Н2 в виде импульса, временное положение которого соответствует первому превышению порога второго этапа или сигналу луча с наименьшей временной задержкой. Выход первого формирователя импульса 65

является четвертым выходом блока управления 22.

На выходе схемы ИЛИ 64 формируют сигнал, который равен логической единице в случае, если было хотя бы одно превышение порога второго этапа, или если текущая временная задержка находится внутри априорного интервала второго этапа, или если оба эти условия наблюдаются одновременно. В противном случае сигнал на выходе схемы ИЛИ 64 равен логическому нулю. Сигнал с выхода схемы ИЛИ 64 поступает на вход первой схемы НЕ 62 и на первый вход третьей схемы И 61, на второй вход которой с четвертого входа блока управления 22 поступает сигнал окончания второго этапа.

На выходе первой схемы НЕ 62 формируют сигнал управления, определяющий момент окончания или повторного запуска выполнения первого этапа. Выход первой схемы НЕ 62 является первым выходом блока управления 22.

На выходе третьей схемы И 61 формируют сигнал окончания второго этапа. Выход третьей схемы И 61 является вторым выходом блока управления 22, по этому сигналу во втором блоке сравнения с порогом 29 выполняют установку начального значения порога второго этапа.

Первый 65 и второй 66 формирователи импульса могут быть реализованы в виде известного генератора одиночного импульса на базе, например, стандартной микросхемы (триггера) 564ТМ2 или аналогичных ей.

Заявляемая группа изобретений - способ частотно-временной синхронизации системы связи и устройство для его осуществления, созданные в едином изобретательском замысле по сравнению с известными техническими решениями в данной области, техники обладает следующими преимуществами: оценку временного положения сигнала преамбулы осуществляют в два этапа, причем на первом этапе формируют решающую функцию с широким полезным откликом, что увеличивает вероятность правильного обнаружения сигнала преамбулы, на втором этапе формируют решающую функцию с узким полезным откликом, что позволяет получить точную оценку временного положения сигнала преамбулы; оценку частотного сдвига формируют также в два этапа, причем качество этой оценки - высокое, поскольку базируется на качественной оценке временного положения сигнала. Другой отличительной особенностью изобретений является возможность синхронизации при относительно больших начальных значениях частотного сдвига, что недоступно многим известным способам частотно-временной синхронизации.

Предлагаемые изобретения существенно повышают помехоустойчивость частотно-временной синхронизации системы связи и расширяет область ее применимости.

#### Формула изобретения:

1. Способ частотно-временной синхронизации системы связи, заключающийся в том, что на передающей стороне формируют цифровой видеосигнал, состоящий из двух частей, фильтруют сформированный цифровой видеосигнал, выполняют его цифроаналоговое

преобразование, осуществляют перенос сигнала на несущую частоту, усиливают и передают его по каналу связи, на приемной стороне входной сигнал фильтруют, усиливают, переносят на видеочастоту, осуществляют его аналогово-цифровое преобразование и децимацию, формируя входной цифровой комплексный сигнал на видеочастоте, частотно-временную синхронизацию выполняют в два этапа: на первом этапе определяют предварительную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала, для чего осуществляют фильтрацию сформированного входного цифрового комплексного сигнала, формируя комплексные отклики первого этапа, вычисляют квадраты модулей комплексных откликов первого этапа, осуществляют сравнение с заданным порогом первого этапа, определяют предварительную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала, на втором этапе осуществляют оценку временного положения преамбулы и окончательную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала, для чего корректируют фазу входного цифрового комплексного сигнала на интервале работы второго этапа с учетом предварительной оценки частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала, осуществляют согласованную фильтрацию скорректированного входного цифрового комплексного сигнала, формируя комплексные отклики второго этапа, вычисляют квадраты модулей комплексных откликов второго этапа, осуществляют сравнение с заданным порогом второго этапа, при не превышении порога полагают преамбулу необнаруженной при превышении порога второго этапа полагают преамбулу обнаруженной, тогда определяют окончательную оценку временного положения преамбулы по временному положению первого превышения порога второго этапа, определяют временное положение, соответствующее максимальному значению квадрата модуля комплексного отклика второго этапа, определяют дополнительную оценку частотного сдвига по разности фаз комплексных откликов второго этапа, определяют окончательную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала как сумму предварительной и дополнительной оценок частотного сдвига, отличающийся тем, что на передающей стороне цифровой видеосигнал, состоящий из двух частей, формируют таким образом, чтобы части цифрового видеосигнала были разделены паузой заданной длительности, при этом первая часть представляет собой N коротких кодовых последовательностей, а вторая часть - M длинных кодовых последовательностей, на приемной стороне при выполнении первого этапа частотно-временной синхронизации определяют априорный интервал временного положения преамбулы для второго этапа, для определения предварительной оценки частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала на первом этапе осуществляют

5 фильтрацию входного сформированного цифрового комплексного сигнала, согласованную с одной короткой кодовой последовательностью, вычисляют суммы N квадратов модулей комплексных откликов первого этапа, взятых с интервалом, равным длительности короткой кодовой последовательности, с заданным порогом первого этапа сравнивают полученные суммы N квадратов модулей комплексных откликов первого этапа, при превышении порога временное положение начала преамбулы, соответствующее полученной сумме, полагают текущим временным положением преамбулы, формируют текущую оценку частотного сдвига по усредненной разности фаз смежных комплексных откликов первого этапа с n-го по (N-n+1)-ый, соответствующих слагаемым суммирования N квадратов модулей комплексных откликов первого этапа, где n - целое число,

$$20 \quad \left( n \leq \frac{N}{2} - 1 \right),$$

порог первого этапа устанавливают равным результату суммирования, определяют начало априорного интервала временного положения второй части преамбулы по временному положению преамбулы, соответствующему первому превышению порога первого этапа, определяют окончание априорного интервала временного положения второй части преамбулы по текущему временному положению преамбулы, предварительную оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала определяют к моменту начала второго этапа как текущую оценку частотного сдвига, к моменту начала априорного интервала временного положения второй части преамбулы порог первого этапа полагают равным первоначальному значению, а текущее временное положение преамбулы считают неопределенным; на втором этапе осуществляют фильтрацию скорректированного входного сформированного цифрового комплексного сигнала, согласованную с одной длинной кодовой последовательностью, квадраты модулей комплексных откликов второго этапа сравнивают с заданным порогом второго этапа на априорном интервале временного положения второй части преамбулы, дополнительную оценку частотного сдвига определяют по усредненной разности фаз M комплексных откликов второго этапа: комплексного отклика второго этапа, соответствующего максимальному значению квадрата модуля, и откликов второго этапа, отстоящих от этого отклика на целое число длительности интервала длинной кодовой последовательности от 1 до (M-1).

2. Способ по п.1, отличающийся тем, что текущую оценку частотного сдвига формируют как отношение усредненной разности фаз комплексных откликов первого этапа к длительности короткой кодовой последовательности.

3. Способ по п.1, отличающийся тем, что начало априорного интервала временного положения второй части преамбулы определяют, например, равным сумме временного положения преамбулы, соответствующего первому превышению

порога первого этапа, длительности (N-2)-х коротких кодовых последовательностей и длительности паузы.

4. Способ по п.1, отличающийся тем, что окончание априорного интервала временного положения второй части преамбулы определяют, например, равным сумме текущего временного положения преамбулы, длительности (N+3)-х коротких кодовых последовательностей и длительности паузы.

5. Способ по п.1, отличающийся тем, что фазу входного цифрового комплексного сигнала на интервале работы второго этапа корректируют, умножая отсчеты входного цифрового комплексного сигнала на комплексный множитель единичной амплитуды, фаза которого равна произведению предварительной оценки частотного сдвига на временные положения отсчетов.

6. Способ по п.1, отличающийся тем, что дополнительную оценку частотного сдвига определяют, например, как отношение усредненной разности фаз комплексных откликов второго этапа к длительности длинной кодовой последовательности.

7. Способ по п.1, отличающийся тем, что окончательную оценку временного положения преамбулы, а именно, начала преамбулы, определяют равной разности временного положения первого превышения порога второго этапа и суммы длительностей первой части преамбулы и паузы.

8. Устройство частотно-временной синхронизации системы связи, содержащее на передающей стороне тактовый генератор, демультиплексор, первый счетчик, второй счетчик, первое постоянное запоминающее устройство, третий счетчик, четвертый счетчик, второе постоянное запоминающее устройство, сумматор, блок формирования данных, передающий тракт, при этом вход тактового генератора является входом устройства, выход тактового генератора соединен с первым входом демультиплексора, который является входом сигнала тактовых импульсов, второй вход демультиплексора, который является управляемым входом, соединен с выходом первого счетчика, первый выход демультиплексора соединен со входом второго счетчика, выход которого соединен со входами первого счетчика и первого постоянного запоминающего устройства, выход первого постоянного запоминающего устройства соединен с первым входом сумматора, второй выход демультиплексора соединен со входом третьего счетчика, выход которого соединен со входами второго постоянного запоминающего устройства и четвертого счетчика, выход которого соединен с, третьим входом демультиплексора, который является управляемым входом, и входом блока формирования данных, выход которого соединен с третьим входом сумматора, второй вход которого соединен с выходом второго постоянного запоминающего устройства, выход сумматора соединен со входом передающего тракта, выход которого является выходом устройства, на приемной стороне приемный тракт, формирующий на выходах входной цифровой комплексный сигнал на видеочастоте, первый и второй согласованные фильтры, осуществляющие

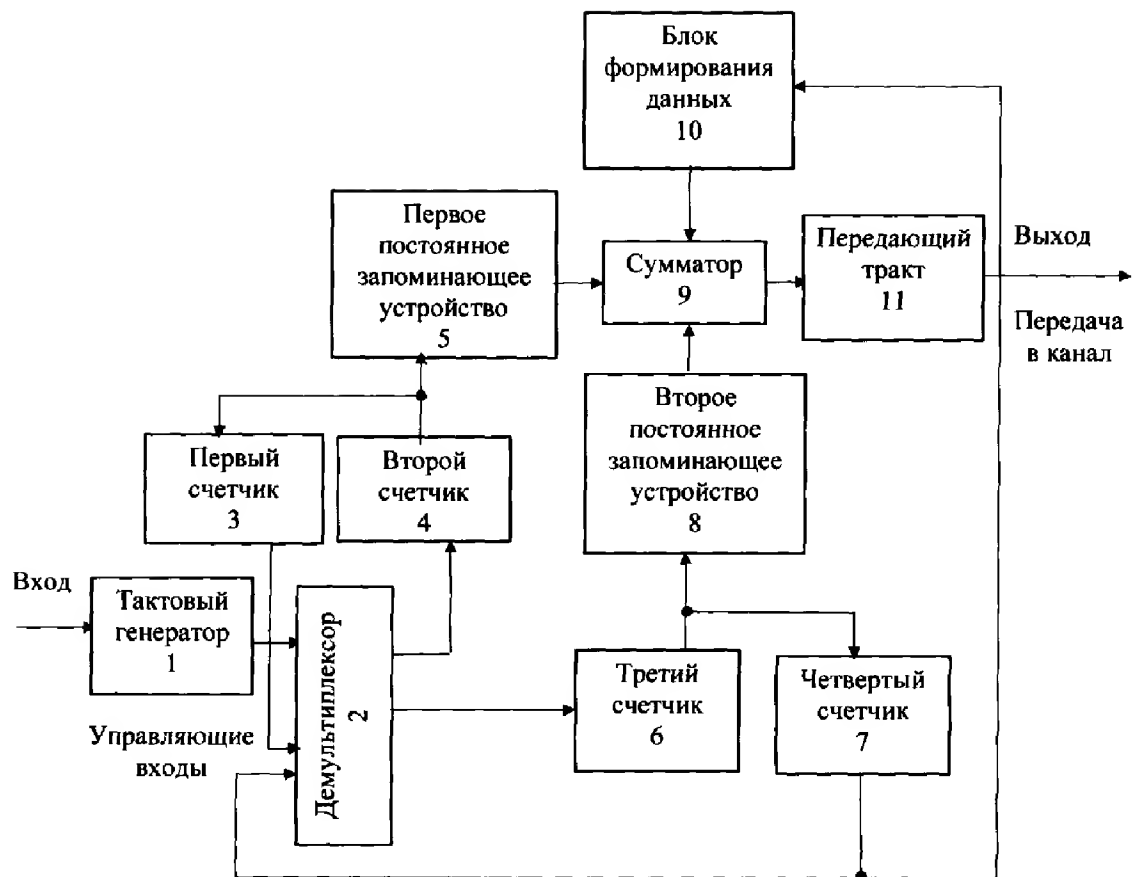
фильтрацию соответственно синфазной и квадратурной компоненты сформированного входного цифрового комплексного сигнала и формирующие комплексные отклики первого этапа, первый и второй перемножители, первый сумматор, комплексный перемножитель, блок формирования гармоники, блок расчета частотного сдвига, первый блок сравнения с порогом, блок управления, тактовый генератор, формирующий на выходе сигнал тактовых импульсов, третий и четвертый согласованные фильтры, осуществляющие фильтрацию скорректированного входного цифрового комплексного сигнала и формирующие комплексные отклики второго этапа, третий и четвертый перемножители, второй сумматор, второй блок сравнения с порогом, блок расчета дополнительного частотного сдвига и третий сумматор, при этом вход приемного тракта является входом устройства, первый выход приемного тракта соединен со входом первого согласованного фильтра и первым входом комплексного перемножителя, второй выход приемного тракта соединен со входом второго согласованного фильтра и вторым входом комплексного перемножителя, выходы первого и второго перемножителей соединены соответственно с первым и вторым входами первого сумматора, выход которого соединен с первым входом первого блока сравнения с порогом, второй вход которого соединен с первым выходом блока управления, выход первого блока сравнения с порогом соединен с первым входом блока расчета частотного сдвига, выход которого соединен с первым входом блока формирования гармоники и первым входом третьего сумматора, второй вход блока формирования гармоники соединен с выходом тактового генератора, первый и второй выходы блока формирования гармоники соединены соответственно с третьим и четвертым входами комплексного перемножителя, первый и второй выходы которого соединены соответственно со входами третьего и четвертого согласованных фильтров, выход третьего согласованного фильтра соединен с первым и вторым входами третьего перемножителя и первым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига, выход четвертого согласованного фильтра соединен с первым и вторым входами четвертого перемножителя и вторым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига, выходы третьего и четвертого перемножителей соединены соответственно с первым и вторым входами второго сумматора, выход которого соединен с первым входом второго блока сравнения с порогом, второй вход которого соединен со вторым выходом блока управления, формирующего на выходе сигнал окончания второго этапа, выход второго блока сравнения с порогом соединен с третьим входом блока расчета дополнительного частотного сдвига и первым входом блока управления, третий выход которого соединен с четвертым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига, четвертый выход блока управления является первым выходом устройства и выходом сигнала окончательной оценки временного положения преамбулы, первый выход блока

расчета дополнительного частотного сдвига, формирующего на первом выходе дополнительную оценку частотного сдвига, соединен со вторым входом третьего сумматора, формирующего на выходе сигнал окончательной оценки частотного сдвига, выход третьего сумматора является вторым выходом устройства, отличающееся тем, что на передающей стороне первый счетчик выполнен таким образом, что позволяет осуществлять подсчет в сигнале преамбулы числа коротких кодовых последовательностей, формируя на выходе сигнал управления тактовыми импульсами при заданном числе N циклов считывания, второй счетчик выполнен таким образом, что позволяет осуществлять подсчет в сигнале короткой кодовой последовательности преамбулы числа тактовых импульсов, формируя на выходе сигнал, соответствующий адресам текущих элементов короткой кодовой последовательности, третий счетчик выполнен таким образом, что позволяет осуществлять подсчет в сигнале длинной кодовой последовательности преамбулы числа тактовых импульсов, формируя на выходе сигнал, соответствующий адресам текущих элементов длинной кодовой последовательности, четвертый счетчик выполнен таким образом, что позволяет осуществлять подсчет в сигнале преамбулы числа длинных кодовых последовательностей, формируя на выходе сигнал управления тактовыми импульсами при заданном числе M циклов считывания и сигнал окончания преамбулы, первое постоянное запоминающее устройство выполнено таким образом, что позволяет хранить отсчеты короткой кодовой последовательности, второе постоянное запоминающее устройство выполнено таким образом, что позволяет хранить отсчеты длинной кодовой последовательности, введен счетчик паузы, осуществляющий подсчет на интервале паузы преамбулы числа тактовых импульсов, формируя на выходе сигнал окончания паузы, вход счетчика паузы соединен с третьим выходом демультиплексора, а выход - с четвертым входом демультиплексора, который является управляемым входом; на приемной стороне введены первая и вторая линии задержки, (N-1) первых и (N-1) вторых перемножителей, блок определения границ априорного интервала, формирующий на первом выходе сигнал начала априорного интервала

временного положения второй части преамбулы, а на втором выходе - сигнал окончания априорного интервала временного положения второй части преамбулы, при этом вход первой линии задержки соединен с выходом первого согласованного фильтра, вход второй линии задержки соединен с выходом второго согласованного фильтра, причем первый и второй согласованные фильтры согласованы с короткой кодовой последовательностью, N выходов первой линии задержки соединены с соответствующими им N вторыми входами блока расчета частотного сдвига и с первыми и вторыми входами соответствующих им N первых перемножителей, N выходов второй линии задержки соединены с соответствующими им N третьими входами блока расчета частотного сдвига и с первыми и вторыми входами соответствующих им N вторых перемножителей, выходы (N-1) первых перемножителей соединены с (N-1) дополнительными первыми входами первого сумматора, выходы (N-1) вторых перемножителей соединены с (N-1) дополнительными вторыми входами первого сумматора, выход тактового генератора соединен с пятым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига и первым входом блока определения границ априорного интервала, второй вход которого соединен с выходом первого блока сравнения с порогом, первый выход блока определения границ априорного интервала соединен со вторым входом блока управления и третьим входом первого блока сравнения с порогом, второй выход блока определения границ априорного интервала соединен с третьим входом блока управления, формирующего на первом выходе сигнал управления, определяющий момент окончания или повторного запуска выполнения первого этапа, на третьем выходе - сигнал превышения порога второго этапа, на пятом выходе - сигнал окончания априорного интервала второй части преамбулы, пятый выход блока управления соединен с шестым входом блока расчета дополнительного частотного сдвига, на шестом выходе - сигнал идентификации априорного интервала второй части преамбулы, шестой выход блока управления соединен с третьим входом второго блока сравнения с порогом, четвертый вход блока управления соединен со вторым выходом блока расчета дополнительного частотного сдвига.

55

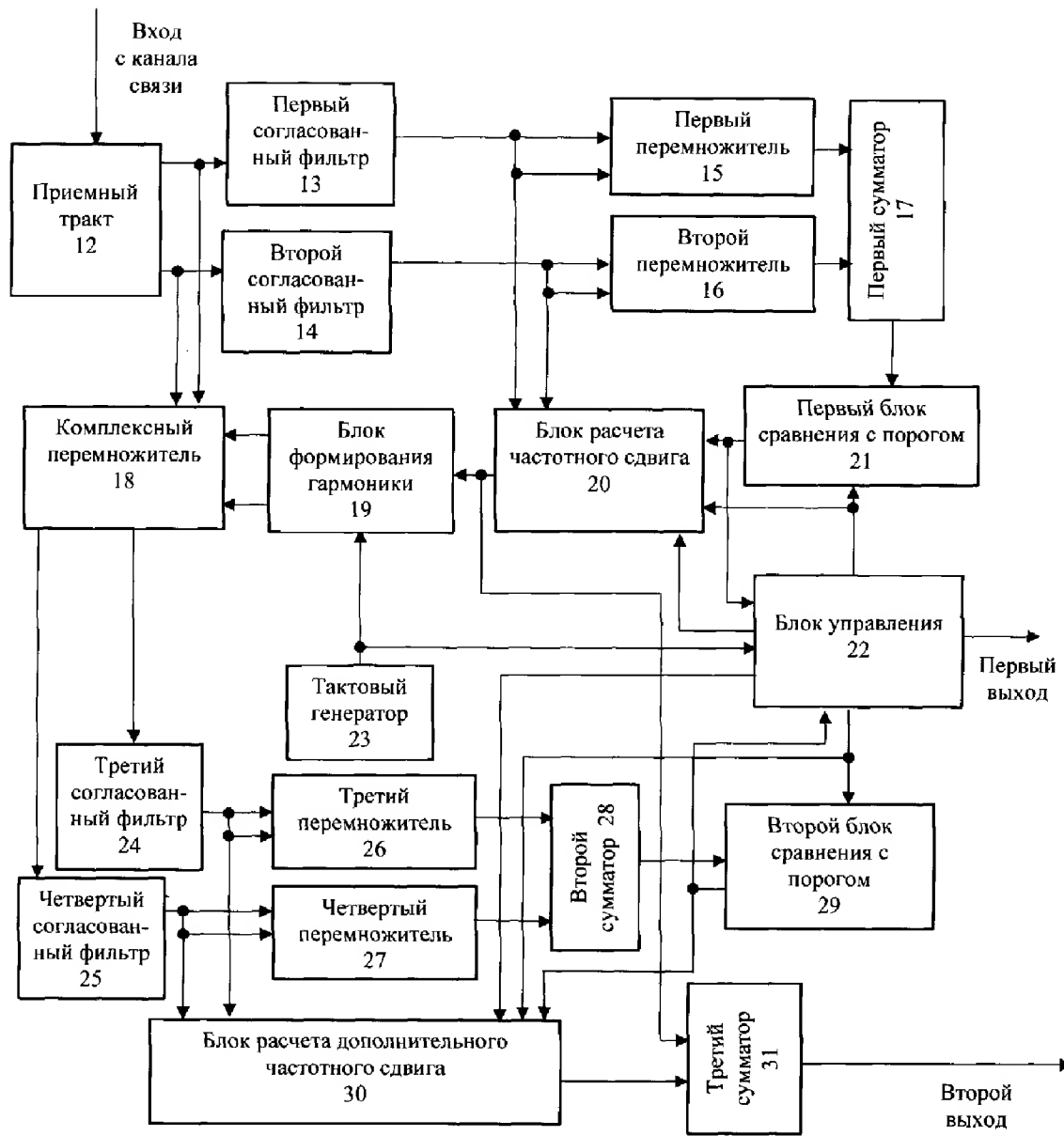
60



Фиг. 1

RU 2 2 3 5 4 2 9 C 1

RU 2 2 3 5 4 2 9 C 1

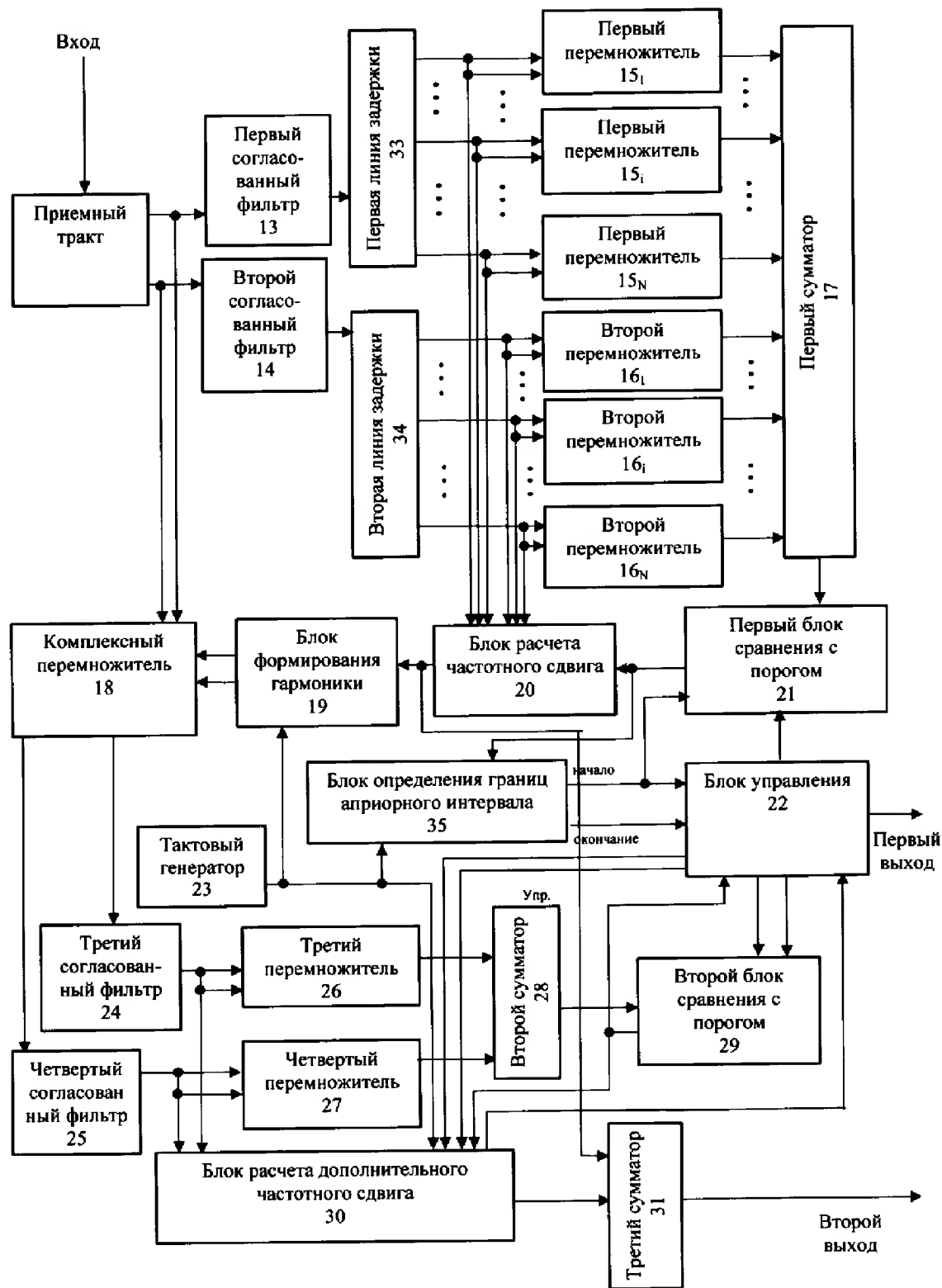


Фиг. 2

RU 2235429 C1

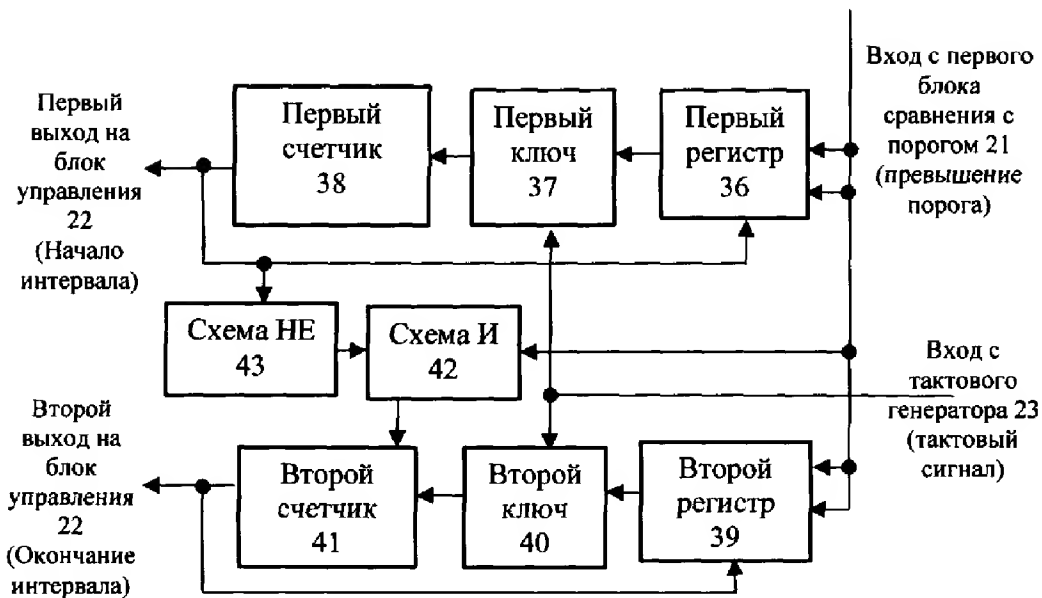
RU 2235429 C1

RU 2 2 3 5 4 2 9 C 1

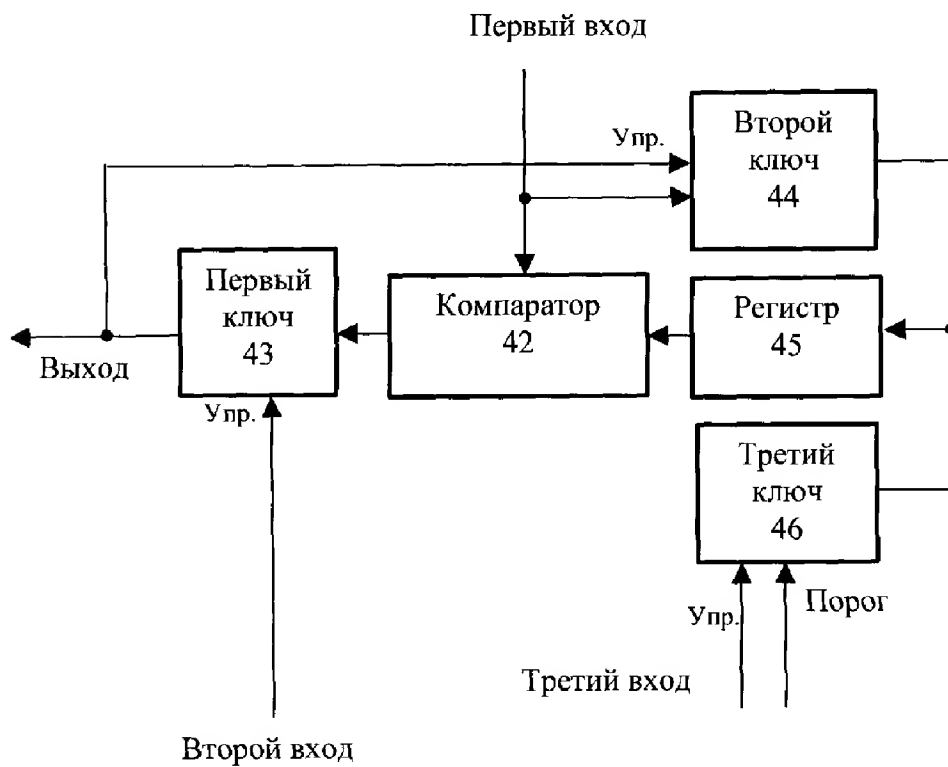


RU 2 2 3 5 4 2 9 C 1

Фиг. 4



Фиг. 5

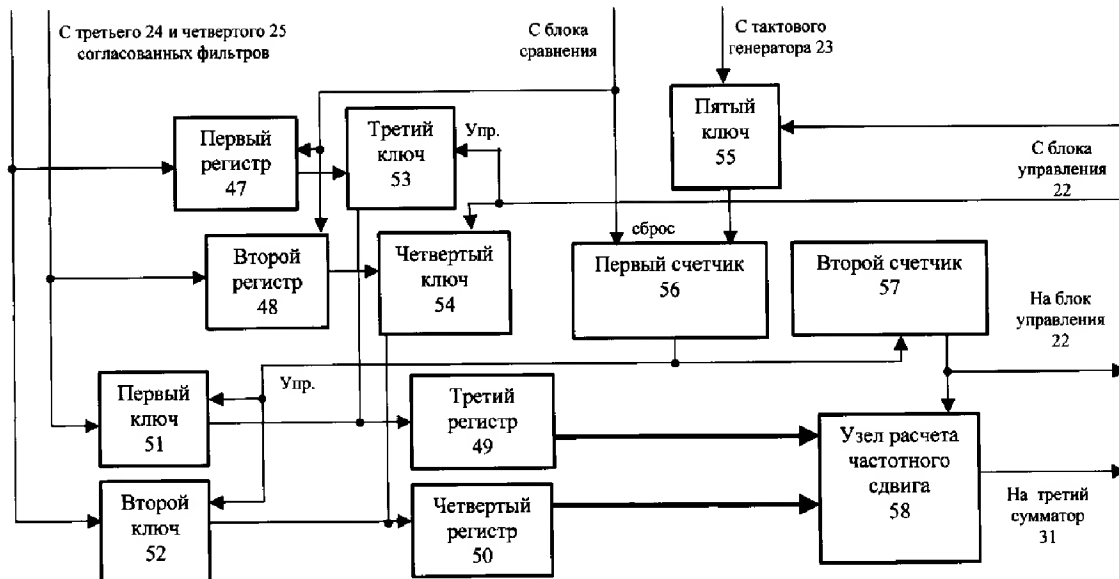


Фиг. 6

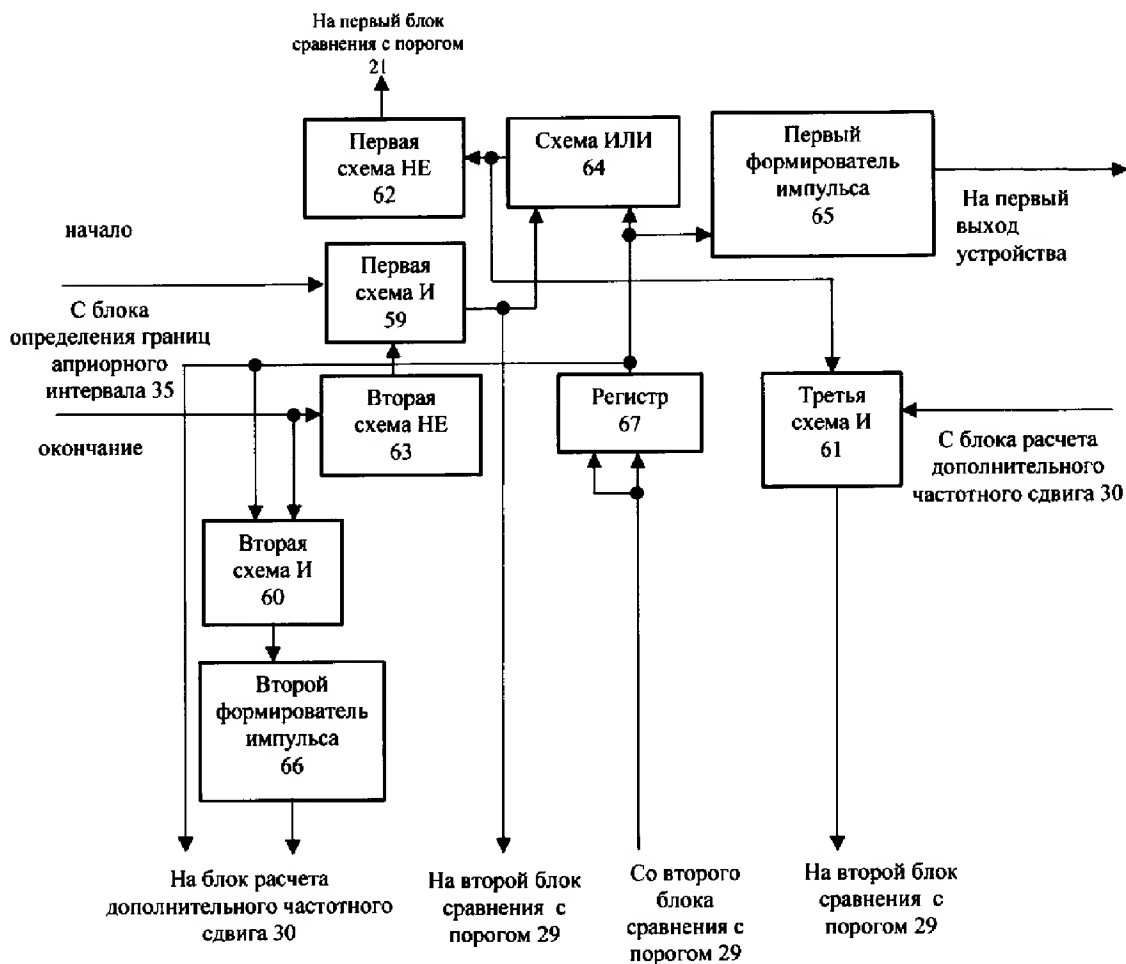
RU 2235429 C1

RU 2235429 C1





Фиг. 7



Фиг. 8

# METHOD AND DEVICE FOR SHAPING DIRECTIVITY PATTERN OF BASE-STATION ADAPTIVE ANTENNA ARRAY

**Publication number:** RU2237379 (C2)

**Publication date:** 2004-09-27

**Inventor(s):** GARMONOV A V [RU]; MANELIS V B [RU]; SAVINKOV A JU [RU]; SERGIENKO A I [RU]; TABATSKIJ V D [RU]; CHUN B JUNG DZHIN [KR]; JUN SUNN JUNG [KR] +

**Applicant(s):**

**Classification:**

- **international:** **H04B7/02; H04B7/08; H04W52/42; H04B7/02; H04B7/08; H04W52/00;** (IPC1-7): H04Q7/30

- **European:** H04B7/08C4P

**Application number:** RU20020103215 20020208

**Priority number(s):** RU20020103215 20020208

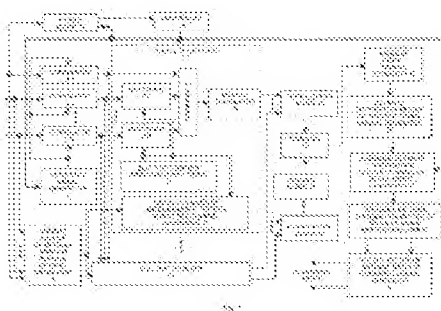
**Also published as:**

EP1335504 (A2)  
EP1335504 (A3)  
EP1335504 (B1)  
US2003152099 (A1)  
US7376094 (B2)

[more >>](#)

## Abstract of RU 2237379 (C2)

FIELD: radio engineering; signal transmission and reception in code-division systems using adaptive antenna array. ^ SUBSTANCE: base station generates directivity pattern in backward channel and directivity pattern in forward channel for mobile station in compliance with chosen criterion. In forward channel directivity pattern is generated in response to backward-channel signal. Generation of directivity pattern in forward signal depends on evaluation of mean angle of signal arrival and its angular sector, or on evaluation of mean angle of signal arrival only. Decision function implementing suppression of high-power noise is proposed for taking decision on angular area of useful signal. ^ EFFECT: enhanced effectiveness in severe noise-signal environment with heavy noise and random angular spectrum of useful signal and noise. ^ 8 cl, 16 dwg



.....  
Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide



(19) RU (11) 2 237 379 (13) C2  
(51) МПК<sup>7</sup> H 04 Q 7/30

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО  
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

(21), (22) Заявка: 2002103215/09, 08.02.2002

(24) Дата начала действия патента: 08.02.2002

(43) Дата публикации заявки: 20.09.2003

(45) Дата публикации: 27.09.2004

(56) Ссылки: US 6108565 B1, 22.08.2000. US 6345188 B1, 05.02.2002. US 6236866 B1, 22.05.2001. US 6122260 A, 19.09.2000. RU 2142203 C1, 27.11.1999.

(98) Адрес для переписки:  
117420, Москва, ул. Профсоюзная, 78, офис  
3302, СТАРФИЛД, пат. пов. В.Н. Рослову

(72) Изобретатель: Гармонов А.В. (RU),  
Манелис В.Б. (RU), Савинков А.Ю.  
(RU), Сергиенко А.И. (RU), Табацкий В.Д.  
(RU), ЧУН Бьонгджин (KR), ЮН Сунн Юнг (KR)

(73) Патентообладатель:  
Самсунг Электроникс (KR)

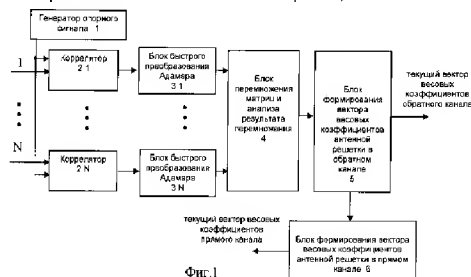
(74) Патентный поверенный:  
Рослов Владимир Николаевич

(54) СПОСОБ ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ БАЗОВОЙ СТАНЦИИ И УСТРОЙСТВО ДЛЯ ЕГО РЕАЛИЗАЦИИ (ВАРИАНТЫ)

(57)

Изобретение относится к области радиотехники, в частности к способам приема и передачи радиосигнала с применением адаптивной антенной решетки в системах связи с кодовым разделением каналов. Техническим результатом является повышение эффективности работы в сложной помехово-сигнальной обстановке в присутствии мощных помех при произвольных значениях углового сектора полезного сигнала и помех. Для достижения такого результата для каждой мобильной станции (МС) базовая станция (БС) в соответствии с выбранным критерием формирует диаграмму направленности в обратном канале и диаграмму направленности в прямом канале. Формирование диаграммы направленности в прямом канале осуществляется по сигналу обратного канала. Формирование диаграммы

направленности в прямом канале основано на оценке среднего угла прихода сигнала и его углового сектора или на оценке только среднего угла прихода сигнала. При вынесении решения об угловой области полезного сигнала предлагается решающая функция, в которой реализовано подавление мощных помех. 4 н. и 4 з.п. ф-лы, 16 ил.



RU 2 237 379 C2

RU 2 237 379 C2



(19) **RU** (11) **2 237 379** (13) **C2**  
(51) Int. Cl.<sup>7</sup> **H 04 Q 7/30**

RUSSIAN AGENCY  
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: 2002103215/09, 08.02.2002

(24) Effective date for property rights: 08.02.2002

(43) Application published: 20.09.2003

(45) Date of publication: 27.09.2004

(98) Mail address:  
117420, Moskva, ul.Profsojuznaja, 78, ofis  
3302, STARFILD, pat.pov. V.N.Roslovu

(72) Inventor: Garmonov A.V. (RU),  
Manelis V.B. (RU), Savinkov A.Ju.  
(RU), Sergienko A.I. (RU), Tabatskij V.D.  
(RU), ChUN B'jungdzhin (KR), JuN Sunn Jung  
(KR)

(73) Proprietor:  
Samsung Ehlektroniks (KR)

(74) Representative:  
Roslov Vladimir Nikolaevich

(54) **METHOD AND DEVICE FOR SHAPING DIRECTIVITY PATTERN OF BASE-STATION ADAPTIVE ANTENNA ARRAY**

(57) Abstract:

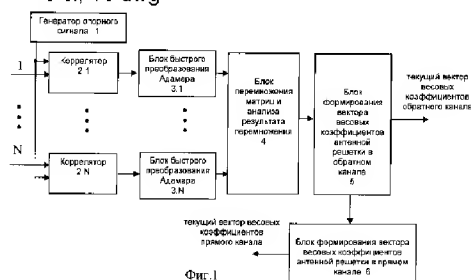
FIELD: radio engineering; signal transmission and reception in code-division systems using adaptive antenna array.

SUBSTANCE: base station generates directivity pattern in backward channel and directivity pattern in forward channel for mobile station in compliance with chosen criterion. In forward channel directivity pattern is generated in response to backward-channel signal. Generation of directivity pattern in forward signal depends on evaluation of mean angle of signal arrival and its angular sector, or on evaluation of mean angle of signal arrival only. Decision function implementing suppression of high-power noise is proposed for taking decision on angular area of

useful signal.

EFFECT: enhanced effectiveness in severe noise-signal environment with heavy noise and random angular spectrum of useful signal and noise.

8 cl, 16 dwg



RU 2 237 379 C2

RU 2 237 379 C2

Изобретение относится к области радиотехники, в частности к способам приема и передачи радиосигнала с применением адаптивной антенной решетки в системах связи с кодовым разделением каналов и может использоваться в приемных устройствах базовых станций систем сотовой связи, которые формируют для каждого мобильного абонента диаграмму направленности как в обратном, так и в прямом каналах.

Применение адаптивной антенной решетки, известной в специальной литературе как "умная антенна", на базовых станциях системы сотовой связи с кодовым разделением каналов позволяет существенно улучшить качество связи, увеличить емкость системы связи и зону обслуживания каждой базовой станции. В связи с этим все стандарты систем связи 3-го поколения предусматривают использование адаптивной антенной решетки на базовых станциях.

Известны следующие основные подходы к формированию диаграммы направленности умной антенны в прямом канале.

В первом подходе вектор весовых коэффициентов элементов антенной решетки, полученный при приеме сигнала в обратном канале, используется при передаче сигнала в прямом канале. Этот подход описан в книге Joseph C. Liberti, Theodore S. Rappaport, "Smart Antennas for Wireless Communication, Prentice Hall PTR", 1999 [1], в патентах США №№6031877 - "Apparatus and Method for Adaptive Beam Forming in an Antenna Array", Feb. 29, 2000 [2]; 6122260 - "Smart Antenna CDMA Wireless Communication System", Sep. 19, 2000 [3]. Рассматриваемый подход эффективен для систем связи с временным дуплексом (TDD). В этих системах прямой и обратный каналы разделены во времени и совпадают по частоте несущей. Поэтому направление распространения сигнала от мобильной станции к базовой, которое определяется по сигналу мобильной станции, совпадает с направлением распространения сигнала от базовой станции к мобильной. Однако для систем радиосвязи множественного доступа с кодовым разделением каналов с частотным дуплексом (FDD CDMA) применимость этого метода сомнительна, поскольку изменение несущей частоты может приводить к существенно различному характеру многолучевости в прямом и обратном каналах.

Во втором подходе на мобильной станции по обучающему сигналу формируется оценка параметров прямого канала, которая передается по обратному каналу на базовую станцию. По этой оценке на базовой станции выполняется настройка (коррекция) весовых коэффициентов умной антенны в прямом канале. Такой подход описан в статье Auman F. Naguib, Arogyaswami Paulraj, Thomas Kalath, "Capacity Improvement with Base-Station Antenna Arrays in Cellular CDMA", IEEE Trans. Veh. Technol, vol.43, № 3, pp.691-698, August 1994 [4]; в патенте США №5828658, Bjorn E. Ottersten, Craig H. Barratt, David M. Parish, Richard H. Roy, "Spectrally Efficient Higt Capacity Wireless Communication Systems with Spatio-Temporal Processing, Okt. 27, 1998 [5].

Недостатками этого подхода являются, во-первых, значительный объем данных,

передаваемых по обратному каналу для обеспечения обратной связи, и, во-вторых, значительная инерционность обратной связи. Кроме того, использование обратной связи невозможно для некоторых стандартов сотовой связи, в том числе для 3GPP2 (S0002-A Physical Layer Standard for CDMA 2000 Spread Spectrum Systems, July, 2001) [6].

В третьем подходе определяется направление прихода наиболее сильной компоненты многолучевого сигнала мобильного пользователя [1]. Это направление рассматривается как основное направление распространения сигнала от базовой станции к мобильной. Комплексные коэффициенты элементов антенной решетки прямого канала выбираются таким образом, чтобы главный лепесток диаграммы направленности прямого канала был ориентирован в этом направлении. Ширина главного лепестка может определяться по угловому сектору сигнала.

Если оценке направления прихода сигнала посвящено большое число публикаций, то работы по оценке углового сектора практически отсутствуют. Одним из возможных подходов является косвенный метод, предложенный в патенте США №6108565, Shimon B. Scherzer, "Practical Space-Time Radio Method for CDMA Communication Capacity Enhancement", Aug. 22, 2000 [7]. В этом способе пространственно-временной обработки сигнала в прямом канале используют набор фиксированных диаграмм направленности и переход от одной диаграммы к другой. Ширина лепестка диаграммы направленности зависит от расстояния мобильных абонентов (станций) до базовой станции. Если мобильные станции находятся на близком расстоянии от базовой станции, то соответствующий им лепесток диаграммы направленности расширяется. Когда мобильные станции находятся на значительном расстоянии от базовой станции, то соответствующий им лепесток сужается.

Этот способ [7] является наиболее близким к предлагаемому решению в части формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки.

Сущность способа [7] заключается в следующем.

Для каждого луча производят формирование весовых коэффициентов элементов антенной решетки, для чего периодически производят следующие операции

- демодулируют входной сигнал на элементах антенной решетки,
- производят быстрое преобразование Адамара демодулированного входного сигнала на элементах антенной решетки, формируя матрицу входного сигнала,
- выполняют перемножение матрицы входного сигнала на матрицу опорных сигналов,
- находят оценку угла прихода входного сигнала луча, анализируя результат перемножения матрицы входного сигнала на матрицу опорных сигналов,
- определяют текущее значение вектора весовых коэффициентов как вектор, соответствующий оценке угла прихода входного сигнала луча.

Текущие значения векторов весовых

коэффициентов лучей являются выходными и определяют диаграмму направленности адаптивной антенной решетки.

Матрица опорных сигналов определяется сигналами, соответствующими заранее заданным дискретным гипотезам об угле прихода входного сигнала.

Оценка угла прихода входного сигнала  $\theta$  определяет вектор весовых коэффициентов в соответствии с выражением

$$W = [1, e^{-j\phi}, e^{-j2\phi}, \dots, e^{-j(N-1)\phi}], \quad (1)$$

где  $\phi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta$ ,  $\lambda$  - длина волны,  $d$

- расстояние между элементами антенной решетки,  $N$  - число элементов антенной решетки.

Для реализации способа [7] используется устройство, состоящее из  $L$  блоков обработки сигнала луча, один из которых представлен на фиг.1, где обозначено:

- 1 - генератор опорного сигнала,
- 2.1-2.N - корреляторы,
- 3.1-2.N - блоки быстрого преобразования Адамара,
- 4 - блок перемножения матриц и анализа результатов перемножения,
- 5 - блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале,
- 6 - блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале.

Согласно описанию [7] устройство-прототип содержит  $L$  блоков обработки сигнала луча. Каждый из  $L$  блоков обработки сигнала луча (фиг.1) содержит  $N$  параллельных каналов, состоящих из последовательно соединенных корреляторов 2 и блоков быстрого преобразования Адамара 3, а также содержит генератор опорного сигнала 1, блок перемножения матриц и анализа результата перемножения 4, блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале 5 и блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале 6. Первые входы корреляторов 2.1-2.N являются сигнальными, а также входами устройства, вторые входы являются опорными и соединены с выходом генератора опорного сигнала 1. Выход каждого блока быстрого преобразования Адамара 3.1-3.N соединен с соответствующим входом блока перемножения матриц и анализа результата перемножения 4, выход которого соединен с входом блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале 5. Первый выход блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале 5 является выходом текущего вектора весовых коэффициентов обратного канала и первым выходом блока обработки сигнала луча устройства. Второй выход блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале 5 соединен с входом блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале 6. Выход блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале 6 является выходом текущего

вектора весовых коэффициентов прямого канала и вторым выходом блока обработки сигнала луча устройства.

Работает устройство-прототип [7] следующим образом.

Согласно описанию прототипа [7] в каждом из  $L$  блоков обработки сигнала луча комплексный входной сигнал поступает на первые (сигнальные) входы корреляторов 2.1-2.N. На вторые (опорные) входы корреляторов 2.1-2.N с выхода генератора опорного сигнала 1 поступает опорная псевдослучайная последовательность ПСП. Состояние генератора опорного сигнала 1 соответствует значению временного положения сигнала луча в принимаемом многолучевом сигнале. Комплексные демодулированные сигналы с выходов корреляторов 2.1-2.N поступают на входы соответствующих блоков быстрого преобразования Адамара 3.1-3.N, где происходит разложение входного сигнала в базисе функций Адамара. Спектры входных сигналов с выходов блоков быстрого преобразования Адамара 3.1-3.N поступают на  $N$  входов блока перемножения матриц и анализа результата перемножения 4. В блоке 4 выполняется перемножение матрицы входного сигнала на матрицу опорных сигналов. Матрица входного сигнала формируется по спектрам входных сигналов. Матрица опорных сигналов определяется сигналами, соответствующими заранее заданным дискретным гипотезам о угле прихода входного сигнала луча. Кроме того, в блоке перемножения матриц и анализа результата перемножения 4 анализируется результат перемножения матрицы входного сигнала на матрицу опорных сигналов и находится оценка угла прихода входного сигнала луча. Оценка угла прихода входного сигнала луча с выхода блока перемножения матриц и анализа результата перемножения 4 поступает на вход блока формирования вектора весовых коэффициентов в обратном канале 5. Блок формирования вектора весовых коэффициентов в обратном канале 5 по оценке угла прихода входного сигнала луча формирует на своем первом выходе текущий вектор весовых коэффициентов луча обратного канала, который является первым выходным сигналом устройства.

Оценка угла прихода входного сигнала луча с выхода блока формирования вектора весовых коэффициентов в обратном канале 5 поступает на вход блока формирования вектора весовых коэффициентов в прямом канале 6. Блок формирования вектора весовых коэффициентов в прямом канале 6 по оценке угла прихода входного сигнала луча формирует на своем выходе текущий вектор весовых коэффициентов в прямом канале, который является вторым выходным сигналом устройства.

Ширина лепестка диаграммы направленности в прямом канале зависит от расстояния мобильных пользователей до базовой станции. Если мобильные станции находятся на близком расстоянии от базовой станции, то соответствующий им лепесток расширяется. Когда мобильные станции находятся на значительном расстоянии от базовой станции, то соответствующий им лепесток сужается.

Данный подход требует информации о

расстоянии до мобильных станций и в силу косвенного характера оценки углового сектора не может иметь достаточную точность.

К недостаткам способа [7] относится также то, что при воздействии мощных помех от других пользователей (высокоскоростных пользователей - пользователей с высокой скоростью передачи данных) полезный сигнал оказывается подавленным помехой, и вынести верное решение о направлении прихода и об угловой области полезного сигнала не представляется возможным.

Заявляемое техническое решение направлено на повышение эффективности подавления помех, обеспечение возможности работы в сложной помехово-сигнальной обстановке в присутствии мощных помех при произвольных (в том числе и больших) значениях углового сектора полезного сигнала и помех.

Для достижения такого результата предлагается два варианта способа формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки в прямом канале и устройства для реализации этих способов.

В первый вариант способа формирования диаграммы направленности прямого канала адаптивной антенной решетки базовой станции, при котором общий пилот-сигнал передают с одного из элементов антенной решетки, а информационный сигнал каждому абоненту со всех элементов антенной решетки, заключающийся в том, что при приеме сигнала абонента формируют комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала элементов антенной решетки, формируют комплексные весовые коэффициенты элементов адаптивной антенной решетки в обратном канале, для каждого из  $L$  различных направлений исследуемой угловой области формируют решающую функцию, определяют направление максимума решающей функции, формируют оценку среднего угла прихода сигнала, с учетом геометрии антенной решетки определяют фазовые коэффициенты элементов антенной решетки, используя сформированную оценку среднего угла прихода сигнала,

дополнительно введены следующие операции: перед формированием комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки для каждого абонента

- осуществляют поиск сигнала абонента, находя временные положения сигналов лучей,

- выбирают луч, сигнал которого максимален по мощности,

- формируют последовательность оценок угла прихода сигнала, при этом для формирования каждой оценки угла прихода сигнала после формирования комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки,

- для каждого из  $L$  различных направлений исследуемой угловой области формируют комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала на выходе антенной решетки, суммируя произведения комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки на соответствующие им комплексные

коэффициенты каждого направления,

- формируют модули комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для  $L$  различных направлений и определяют максимальный из них,

- формируют нормированные модули комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для  $L$  различных направлений, находя отношения модулей комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для  $L$  различных направлений к максимальному модулю,

после формирования комплексных весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале

- для каждого из  $L$  различных направлений исследуемой угловой области формируют значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале,

- определяют максимальное из сформированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале,

- формируют нормированные значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для  $L$  различных направлений, находя отношения значений диаграммы направленности к максимальному значению,

- решающую функцию для каждого из  $L$  различных направлений исследуемой угловой области формируют, осуществляя взвешенное суммирование нормированного модуля комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала на выходе антенной решетки и нормированного значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале,

- при определении направления максимума решающей функции получают оценку угла прихода сигнала как направление максимума решающей функции,

- последовательность сформированных оценок угла прихода сигнала группируют в блоки, каждый из которых содержит  $M$  оценок угла прихода сигнала,

- формируют последовательность векторов распределения оценок угла прихода сигнала блоков, при этом для каждого блока по  $M$  сформированным оценкам угла прихода сигнала блока вектор распределения оценок угла прихода сигнала блока длиной  $L$ , каждый элемент которого соответствует одному из  $L$  направлений исследуемой угловой области и равен количеству оценок угла прихода сигнала данного направления,

- из последовательности векторов распределения оценок угла прихода сигнала блоков формируют последовательность усредненных векторов распределения оценок угла прихода сигнала, используя скользящее окно,

- для каждого усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала определяют оценки нижней и верхней границ угловой области сигнала,

- оценку среднего угла прихода формируют по полученным оценкам нижней и верхней границ угловой области сигнала, после определения фазовых коэффициентов элементов антенной решетки формируют корреляционную матрицу

сигналов элементов антенной решетки по найденным оценкам нижней и верхней границ угловой области сигнала,

- выполняют преобразование Холецкого сформированной корреляционной матрицы, получая нижнюю треугольную матрицу,

- определяют отношение амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки к амплитудному коэффициенту элемента антенной решетки, с которого передают пилот-сигнал, используя полученную нижнюю треугольную матрицу и фазовые коэффициенты элементов антенной решетки,

- по найденному отношению с учетом числа элементов антенной решетки определяют нормировочный коэффициент,

- определяют амплитудные коэффициенты элементов антенной решетки, умножая нормировочный коэффициент на отношение амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки к амплитудному коэффициенту элемента антенной решетки, с которого передают пилот-сигнал,

сформированные амплитудные и фазовые коэффициенты элементов антенной решетки используют для передачи информационного сигнала абоненту.

Оценку нижней и верхней границ угловой области сигнала производят, например, следующим образом:

- определяют максимальный элемент усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала,

- определяют нижний и верхний элементы как границы группы элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, при этом эта группа элементов включает максимальный элемент усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, и элементы группы превышают порог, однако, по каждую сторону от максимального элемента допустимы одиночные неперевышения порога, а также одно групповое неперевышение порога из двух или трех рядом расположенных элементов,

- определяют сумму элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, расположенных ниже нижнего элемента, и сумму элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, расположенных выше верхнего элемента,

- формируют корректирующую поправку для нижнего элемента, зависящую от суммы элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, расположенных ниже нижнего элемента, и корректирующую поправку для верхнего элемента, зависящую от суммы элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, расположенных выше верхнего элемента,

- определяют поправочную величину для нижнего и верхнего элементов, зависящую от положения максимального элемента усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала,

- определяют оценку нижней границы угловой области сигнала как разность угловой координаты, соответствующей нижнему элементу, и суммы корректирующей поправки для нижнего элемента и поправочной величины,

- определяют оценку верхней границы угловой области сигнала как сумму угловой

координаты, соответствующей верхнему элементу, корректирующей поправки для верхнего элемента и поправочной величины.

Оценка среднего угла прихода сигнала обычно формируется как полусумма оценок нижней и верхней границ угловой области сигнала.

Отношения амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки к амплитудному коэффициенту элемента антенной решетки, с которого передают пилот-сигнал, могут быть равны между собой, и это отношение определяют как максимальную величину из интервала от 0 до 1, для которой отношение средних мощностей статистически некогерентного и статистически когерентного слагаемых модели информационного сигнала, полученного абонентом, не превышает заданную величину.

Во второй вариант способа формирования диаграммы направленности прямого канала адаптивной антенной решетки базовой станции, заключающийся в том, что при приеме сигнала абонента формируют комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала элементов антенной решетки, формируют комплексные весовые коэффициенты элементов адаптивной антенной решетки в обратном канале, для каждого из  $L$  различных направлений исследуемой угловой области формируют решающую функцию, определяют направление максимума решающей функции, формируя оценку среднего угла прихода сигнала, с учетом геометрии антенной решетки определяют фазовые коэффициенты элементов антенной решетки, используя сформированную оценку среднего угла прихода сигнала,

дополнительно введены следующие операции: перед формированием комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки для каждого абонента,

- осуществляют поиск сигнала абонента, находя временные положения сигналов лучей,

- выбирают луч, сигнал которого максимален по мощности,

- оценку среднего угла прихода сигнала абонента формируют периодически, для чего после формирования комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки в обратном канале

- для каждого из  $L$  различных направлений исследуемой угловой области формируют комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала на выходе антенной решетки, суммируя произведения комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки на соответствующие им комплексные коэффициенты каждого направления,

- формируют модули комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для  $L$  различных направлений,

- формируют суммарный корреляционный отклик пилот-сигнала на выходе антенной решетки, суммируя модули комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для  $L$  различных направлений, и определяют максимальный из них,



- формируют нормированные суммарные корреляционные отклики пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений, находя отношения суммарных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений к максимальному суммарному корреляционному отклику,

после формирования комплексных весовых коэффициентов элементов антенной решетки в обратном канале

- для каждого из L различных направлений исследуемой угловой области формируют значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале,

- определяют максимальное из сформированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале,

- формируют нормированные значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L различных направлений, находя отношения значений диаграммы направленности к максимальному значению,

- решающую функцию для каждого из L различных направлений исследуемой угловой области формируют, осуществляя взвешенное суммирование нормированного суммарного корреляционного отклика пилот-сигнала на выходе антенной решетки и нормированного значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале,

после формирования среднего угла прихода сигнала и фазовых коэффициентов элементов антенной решетки

- устанавливают амплитудные коэффициенты элементов антенной решетки равными между собой, амплитудные и фазовые коэффициенты элементов антенной решетки используют для передачи сигнала абоненту.

При суммировании модулей комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений число слагаемых устанавливают постоянным либо выбирают адаптивно в зависимости от оценки частоты замираний сигнала.

Для решения поставленной задачи в первый вариант устройства формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки базовой станции, содержащее N корреляторов, генератор опорного сигнала, блок оценки угла прихода сигнала, блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале и блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале, причем первые входы корреляторов являются сигнальными и соединены с входами устройства, вторые входы корреляторов являются опорными и соединены с опорным выходом генератора опорного сигнала,

дополнительно введены:

L блоков расчета решающей функции для различных направлений, каждый из которых содержит N-1 перемножителей, первый сумматор, блок вычисления модуля, блок комплексных коэффициентов направления и блок расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале, а также введены

блок поиска, блок управления, первый и второй блоки нормировки, второй сумматор, блок масштабирования, блок формирования вектора распределения оценок угла прихода сигнала, блок формирования усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, блок анализа усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, причем первый вход блока поиска соединен с первым входом устройства, второй вход блока поиска является управляемым и соединен с выходом блока управления, выход блока поиска является выходом решающей функции поиска и соединен с входом блока управления, вход генератора опорного сигнала является управляемым и соединен с выходом блока управления, обеспечивающего синхронную работу блоков устройства, первые входы N-1 перемножителей и первый вход первого сумматора являются первыми входами блока расчета решающей функции направления и соединены с выходами соответствующих им корреляторов, формирующих на этих выходах корреляционные отклики пилот-сигнала элементов антенной решетки, выходы перемножителей соединены с входами первого сумматора, начиная со второго по N, выход первого сумматора является выходом комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала данного направления на выходе антенной решетки и соединен с входом блока вычисления модуля, выход которого является выходом модуля комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала данного направления на выходе антенной решетки и первым выходом каждого блока расчета решающей функции направления и соединен с соответствующим входом первого блока нормировки, первый вход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале является вторым входом каждого блока расчета решающей функции направления и соединен с выходом блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале, формирующем на выходе весовые коэффициенты элементов антенной решетки в обратном канале, сигнальные входы блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале соединены с входами устройства, второй вход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале и вторые входы N-1 перемножителей объединены и соединены с выходом блока комплексных коэффициентов направления, который является выходом комплексных коэффициентов данного направления, выход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале, который является вторым выходом блока расчета решающей функции направления и выходом значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале данного направления, соединен с соответствующим входом второго блока нормировки, выход первого блока нормировки, который является выходом нормированных модулей комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки всех L направлений, соединен с первым

выходом второго сумматора, выход второго блока нормировки является выходом нормированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале всех L направлений и соединен с входом блока масштабирования, выход блока масштабирования является выходом взвешенных нормированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L направлений и соединен со вторым входом второго сумматора, выход второго сумматора является выходом значений решающей функции для L направлений и соединен с входом блока оценки угла прихода сигнала, выход которого является выходом оценки среднего угла прихода сигнала и соединен с входом блока формирования вектора распределения оценок угла прихода сигнала, формирующем на выходе последовательность векторов распределения оценок угла прихода сигнала, выход блока формирования вектора распределения оценок угла прихода сигнала соединен с первым входом блока формирования усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, второй вход которого является управляемым и соединен с выходом блока управления, выход блока формирования усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала является выходом последовательности усредненных векторов распределения оценок угла прихода сигнала и соединен с входом блока анализа вектора распределения оценок угла прихода сигнала, формирующем на своих выходах оценки верхней и нижней границы угловой области сигнала, выходы блока анализа вектора распределения оценок угла прихода сигнала соединены с соответствующими входами блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале, выходы блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале являются выходами амплитудных и фазовых коэффициентов элементов антенной решетки.

Для решения поставленной задачи во второй вариант устройства формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки базовой станции, содержащее N корреляторов, генератор опорного сигнала, блок оценки угла прихода сигнала, блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале и блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале, причем первые входы корреляторов являются сигнальными и соединены с входами устройства, вторые входы корреляторов являются опорными и соединены с опорным выходом генератора опорного сигнала,

дополнительно введены:

L блоков расчета решающей функции для различных направлений, каждый из которых содержит N-1 перемножителей, первый сумматор, блок вычисления модуля, сумматор со сбросом, блок комплексных коэффициентов направления и блок расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале, а также введены блок поиска, блок управления, первый и второй

блоки нормировки, второй сумматор, блок масштабирования, причем первый вход блока поиска соединен с первым входом устройства, второй вход блока поиска является управляемым и соединен с выходом блока управления, выход блока поиска является выходом решающей функции поиска и соединен с входом блока управления, вход генератора опорного сигнала является управляемым и соединен с выходом блока управления, обеспечивающего синхронную работу блоков устройства, первые входы N-1 перемножителей и первый вход первого сумматора являются первыми входами блока расчета решающей функции направления и соединены с выходами соответствующих им корреляторов, формирующих на этих выходах корреляционные отклики пилот-сигнала элементов антенной решетки, выходы перемножителей соединены с входами первого сумматора, начиная со второго по N, выход первого сумматора является выходом комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала данного направления на выходе антенной решетки и соединен с входом блока вычисления модуля, выход которого является выходом модуля комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала данного направления на выходе антенной решетки и соединен с первым входом сумматора со сбросом, второй вход которого является входом сигнала сброса и соединен с выходом блока управления, выход сумматора со сбросом является выходом суммарного корреляционного отклика пилот-сигнала данного направления на выходе антенной решетки и первым выходом каждого блока расчета решающей функции направления и соединен с соответствующим входом первого блока нормировки, первый вход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале является вторым входом каждого блока расчета решающей функции направления и соединен с выходом блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале, формирующем на выходе весовые коэффициенты элементов антенной решетки в обратном канале, сигнальные входы блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале соединены с входами устройства, второй вход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале и вторые входы N-1 перемножителей объединены и соединены с выходом блока комплексных коэффициентов направления, который является выходом комплексных коэффициентов данного направления, выход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале, который является вторым выходом блока расчета решающей функции направления и выходом значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале данного направления, соединен с соответствующим входом второго блока нормировки, выход первого блока нормировки, который является выходом нормированных суммарных модулей комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки

всех  $L$  направлений, соединен с первым входом второго сумматора, выход второго блока нормировки является выходом нормированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале всех  $L$  направлений и соединен с входом блока масштабирования, выход блока масштабирования является выходом взвешенных нормированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для  $L$  направлений и соединен со вторым входом второго сумматора, выход второго сумматора является выходом значений решающей функции для  $L$  направлений и соединен с входом блока оценки угла прихода сигнала, выход которого является выходом оценки среднего угла прихода сигнала и соединен с входом блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале, выходы блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале являются выходами амплитудных и фазовых коэффициентов элементов антенной решетки.

Графические материалы, представленные в материалах заявки:

Фиг.1 - блок-схема устройства прототипа [7].

Фиг.2 - иллюстрация формирования диаграммы направленности антенной решетки в прямом канале.

Фиг.3 - пример использования скользящего окна для получения усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала.

Фиг.4 - пример определения нижнего и верхнего элемента.

Фиг.5 - пример сильного завышения нижнего элемента под воздействием мощных помех.

Фиг.6 - пример порядка нумерации элементов антенной решетки.

Фиг.7 - блок-схема первого варианта предлагаемого устройства.

Фиг.8 - вариант выполнения блока формирования вектора распределения оценок угла прихода сигнала.

Фиг.9 - вариант выполнения блока формирования усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала.

Фиг.10 - вариант выполнения блока анализа вектора распределения оценок угла прихода сигнала.

Фиг.11 - вариант выполнения блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки прямого канала.

Фиг.12 - алгоритм работы узла формирования отношений амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки.

Фиг.13 - блок-схема второго варианта предлагаемого устройства.

Фиг.14 - диаграмма направленности прямого

канала,  $\hat{\theta} = \pi / 2$ ,  $\hat{\Delta} = \pi / 2$ ,  $\mu = 0.13$ .

Фиг.15 - диаграмма направленности прямого канала  $\hat{\theta} = \pi / 3$ ,  $\hat{\Delta} = \pi / 3$ ,  $\mu = 0.49$ .

Фиг.16 - диаграмма направленности прямого

канала  $\hat{\theta} = \pi / 3$ ,  $\hat{\Delta} = 2\pi / 3$ ,  $\mu = 0.14$ .

Предлагаемый первый вариант способа

формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки базовой станции, при котором общий пилот-сигнал передают с одного из элементов антенной решетки, а информационный сигнал каждому абоненту со всех элементов антенной решетки, заключается в следующем:

для каждого абонента

- осуществляют поиск сигнала абонента, находя временные положения сигналов лучей;

- выбирают луч, сигнал которого максимален по мощности;

- формируют последовательность оценок угла прихода сигнала, причем для формирования каждой оценки угла прихода сигнала

- формируют комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала элементов антенной решетки;

- для каждого из  $L$  различных направлений

$\hat{\theta}_i, i = \overline{1, L}$  исследуемой угловой области

формируют комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала на выходе антенной решетки, суммируя произведения комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки на соответствующие им комплексные коэффициенты каждого направления;

- формируют модули комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для  $L$  различных направлений и определяют максимальный из них;

- формируют нормированные модули комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для  $L$  различных направлений, находя отношения модулей комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для  $L$  различных направлений к максимальному модулю;

- формируют комплексные весовые коэффициенты элементов адаптивной антенной решетки в обратном канале при приеме сигнала абонента;

- для каждого из  $L$  различных направлений

$\hat{\theta}_i, i = \overline{1, L}$  исследуемой угловой области

формируют значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале;

- определяют максимальное из сформированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале;

- формируют нормированные значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для  $L$  различных направлений, находя отношения значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале к максимальному значению;

- для каждого из  $L$  различных направлений

$\hat{\theta}_i, i = \overline{1, L}$  исследуемой угловой области

формируют решающую функцию, осуществляя взвешенное суммирование нормированного модуля комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала на выходе антенной решетки и нормированного значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале;

- формируют оценку угла прихода сигнала как направление максимума решающей

функции,

- последовательность сформированных оценок угла прихода сигнала группируют в блоки, каждый из которых содержит  $M$  оценок угла прихода сигнала;

- формируют последовательность векторов распределения оценок угла прихода сигнала блоков, при этом для каждого блока по  $M$  сформированным оценкам угла прихода сигнала блока формируют вектор распределения оценок угла прихода сигнала блока длиной  $L$ , каждый элемент которого соответствует одному из  $L$  направлений исследуемой угловой области и равен количеству оценок угла прихода сигнала данного направления,

- из последовательности векторов распределения оценок угла прихода сигнала блоков формируют последовательность усредненных векторов распределения оценок угла прихода сигнала, используя скользящее окно,

- для каждого усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала

- определяют оценки нижней и верхней границ угловой области сигнала,

- формируют оценку среднего угла прихода по полученным оценкам нижней и верхней границ угловой области сигнала,

- с учетом геометрии антенной решетки определяют фазовые коэффициенты элементов антенной решетки, используя сформированную оценку среднего угла прихода сигнала,

- формируют корреляционную матрицу сигналов элементов антенной решетки по найденным оценкам нижней и верхней границ угловой области сигнала,

- выполняют преобразование Холецкого сформированной корреляционной матрицы, получая нижнюю треугольную матрицу,

- определяют отношение амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки к амплитудному коэффициенту элемента антенной решетки, с которого передают пилот-сигнал, используя полученную нижнюю треугольную матрицу и фазовые коэффициенты элементов антенной решетки,

- по найденному отношению с учетом числа элементов антенной решетки определяют нормировочный коэффициент,

- определяют амплитудные коэффициенты элементов антенной решетки, умножая нормировочный коэффициент на отношение амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки к амплитудному коэффициенту элемента антенной решетки, с которого передают пилот-сигнал,

сформированные амплитудные и фазовые коэффициенты элементов антенной решетки используют для передачи информационного сигнала абоненту.

Оценку нижней и верхней границ угловой области сигнала производят, например, следующим образом:

- определяют максимальный элемент усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала,

- определяют нижний и верхний элементы как границы группы элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, при этом эта группа элементов включает максимальный элемент усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, и элементы группы

превышают порог, однако, по каждую сторону от максимального элемента допустимы одиночные неперевышения порога, а также одно групповое неперевышение порога из двух или трех рядом расположенных элементов,

- определяют сумму элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, расположенных ниже нижнего элемента, и сумму элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, расположенных выше верхнего элемента,

- формируют корректирующую поправку для нижнего элемента, зависящую от суммы элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, расположенных ниже нижнего элемента, и корректирующую поправку для верхнего элемента, зависящую от суммы элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, расположенных выше верхнего элемента,

- определяют поправочную величину для нижнего и верхнего элементов, зависящую от положения максимального элемента усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала,

- определяют оценку нижней границы угловой области сигнала как разность угловой координаты, соответствующей нижнему элементу, и суммы корректирующей поправки для нижнего элемента и поправочной величины,

- определяют оценку верхней границы угловой области сигнала как сумму угловой координаты, соответствующей верхнему элементу, корректирующей поправки для верхнего элемента и поправочной величины.

Оценку среднего угла прихода сигнала формируют как полусумму оценок нижней и верхней границ угловой области сигнала.

Отношения амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки к амплитудному коэффициенту элемента антенной решетки, с которого передают пилот-сигнал, могут быть равны между собой, и это отношение определяют как максимальную величину из интервала от 0 до 1, для которой отношение средних мощностей статистически некогерентного и статистически когерентного слагаемых модели информационного сигнала, полученного абонентом, не превышает заданную величину.

Предлагаемый алгоритм формирования диаграммы направленности прямого канала по первому варианту состоит из двух этапов.

Первый этап заключается в оценке угловых границ области полезного сигнала. Эта оценка осуществляется по сигналу мобильного абонента, принимаемому базовой станцией.

На втором этапе по вынесенным на первом этапе оценкам границ угловой области полезного сигнала осуществляют непосредственное формирование диаграммы направленности прямого канала (присвоение необходимых величин комплексным весовым коэффициентам элементов антенной решетки, см. фиг.2).

Первый этап алгоритма формирования диаграммы направленности в прямом канале (оценка угловых границ области полезного сигнала) включает использование вектора весовых коэффициентов антенной решетки обратного канала  $W_{\text{пр}}$  и заключается в

следующем.

Для каждого из L различных направлений  $\theta_i, i = \overline{1, L}$  исследуемой угловой области:

- формируют модуль "короткого" комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала на выходе антенной решетки

$$X(\theta_i) = \left| \sum_{n=1}^N a_n(\theta_i) u_n \right|, \quad (2)$$

где

$$a_n(\theta_i) = \exp[j\pi(n-1) \cos \theta_i], n = \overline{1, N},$$

$i = \overline{1, L}$  - комплексные коэффициенты каждого направления,  $u_n, n = \overline{1, N}$  -

комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала на выходах корреляторов элементов антенной решетки, N - число элементов антенной решетки.

- Величину модуля комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала на выходе антенной решетки (2) нормируют:

$$\tilde{X}(\theta_i) = X(\theta_i) / X_{\max},$$

$$X_{\max} = \max X(\theta_i), i = \overline{1, L}. \quad (3)$$

- Формируют дискретные значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для тех же направлений  $\theta_i, i = \overline{1, L}$

$$F(\theta_i) = |w_{\text{up}}^H a(\theta_i)|, \quad (4)$$

где  $w_{\text{up}}$  - вектор комплексных весовых коэффициентов элементов адаптивной антенной решетки в обратном канале при приеме сигнала абонента, полученный при адаптации антенной решетки в обратном канале и учитывающий подавление мощных сопутствующих помех,  $(\cdot)^H$  - операция эрмитова сопряжения.

- Величину (4) нормируют:

$$\tilde{F}(\theta_i) = F(\theta_i) / F_{\max},$$

$$F_{\max} = \max F(\theta_i), i = \overline{1, L}. \quad (5)$$

- Формируют решающую функцию, равную взвешенной сумме нормированного модуля комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала на выходе антенной решетки (3) и нормированного значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале (5)

$$R(\theta_i) = \tilde{X}(\theta_i) + \alpha \tilde{F}(\theta_i), \quad (6)$$

где  $\alpha$  - весовой коэффициент.

- Определяют оценку угла прихода сигнала короткого измерения как направление (угловое положение) максимума решающей функции (6)

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} R(\theta). \quad (7)$$

Вышеописанные операции повторяют M раз, т.е. производят M оценок угла прихода сигнала ("коротких" измерений). Последовательность сформированных оценок угла прихода сигнала группируют в блоки, каждый из которых содержит M оценок угла прихода сигнала.

По M сформированным оценкам угла прихода сигнала (7) каждого блока формируют вектор распределения оценок угла прихода сигнала блока длиной L, каждый элемент которого соответствует одному из L направлений и равен количеству оценок угла

прихода сигнала данного направления, формируя, таким образом, последовательность векторов распределения оценок угла прихода сигнала блоков. Физический смысл вектора распределения оценок угла прихода сигнала блоков соответствует понятию гистограммы "коротких" оценок угла прихода сигнала.

Из последовательности векторов распределения оценок угла прихода сигнала блоков формируют последовательность усредненных векторов распределения оценок угла прихода сигнала с использованием скользящего окна. Усредненный вектор распределения оценок угла прихода сигнала по физическому смыслу соответствует усредненной гистограмме оценок угла прихода сигнала  $Z(\theta_i), i = \overline{1, L}$ .

Далее по тексту используется термин - усредненная гистограмма оценок угла прихода сигнала, который эквивалентен термину - усредненный вектор распределения оценок угла прихода сигнала.

Для получения стабильной по форме усредненной гистограммы число "коротких" измерений выбирают достаточно большим. С другой стороны, для учета возможно быстро меняющейся помехово-сигнальной ситуации необходимо совместить большое время анализа, требуемое для формирования стабильной усредненной гистограммы, с необходимостью относительно короткого временного интервала между вынесением решения об оценке нижней и верхней границ угловой области сигнала. Данный компромисс обеспечивают путем использования скользящего окна, принцип организации которого иллюстрируется на фиг.3. Таким образом, решение об оценках нижней и верхней границ области сигнала выносят через M "коротких" измерений, а усредненную гистограмму формируют по nM "коротким" измерениям.

Решение об оценке нижней и верхней границ угловой области сигнала выносят на основе анализа усредненной гистограммы оценок угла прихода

сигнала  $Z(\theta_i), i = \overline{1, L}$  (усредненного

вектора распределения оценок угла прихода сигнала). Анализ производят, например, следующим образом.

- Определяют положение максимума усредненной гистограммы

$$\theta_{\max} = \arg \max_{\theta} Z(\theta) \quad (8)$$

- Определяют нижнюю  $\tilde{\theta}_1$  и верхнюю  $\tilde{\theta}_2$  угловые координаты

пересечения порогового уровня  $\beta \cdot Z_{\max}$  на усредненной гистограмме (нижний и верхний элементы), как показано на фиг.4. В качестве величин  $\tilde{\theta}_1, \tilde{\theta}_2$  принимают крайнее нижнее

(крайнее верхнее) значения  $\theta$ , для которых  $Z(\theta) > \beta \cdot Z_{\max}$ . При этом для угловой области сигнала допускают одиночные непревышения порога (фиг.4). Допускают также по каждую

сторону от  $\theta_{\max}$  наличие одной группы из двух или трех рядом расположенных дискретных значений угла, для которых значения гистограммы не превышают пороговый уровень (фиг.4).

- Вычисляют вероятности попадания угла прихода в области  $\theta < \hat{\theta}_1$  и  $\theta > \hat{\theta}_2$

$$P_1 = P(\theta < \hat{\theta}_1),$$

$$P_2 = P(\theta > \hat{\theta}_2). \quad (9)$$

Учет данных вероятностей важен в случае наличия мощных помех, когда под их воздействием происходит некоторое перераспределение положений оценок угла прихода с угловой области сигнала в угловую область помехи (см. фиг.5). Поэтому для компенсации потерь угловой области сигнала формируют корректирующую поправку  $\theta_{c1}$ , зависящую от  $P_1$ , - для  $\hat{\theta}_1$  и корректирующую поправку  $\theta_{c2}$ , зависящую от  $P_2$ , - для  $\hat{\theta}_2$ .

- Рассчитывают корректирующие поправки  $\theta_{c1}$ ,  $\theta_{c2}$  для  $\hat{\theta}_1$  и  $\hat{\theta}_2$ , как функции, зависящие от величины  $\theta_{\max}$ , причем величины  $\theta_{c1}$ ,  $\theta_{c2}$  отличны от нуля лишь для значений  $\theta_{\max}$ , близких к  $90^\circ$ , и могут быть равны между собой. Корректирующие поправки вводят для компенсации возможного занижения размера оценки угловой области сигнала.

- Окончательно оценки нижней и верхней границ угловой области сигнала  $\hat{\theta}_1$  и  $\hat{\theta}_2$  формируют с учетом полученных величин следующим образом

$$\hat{\theta}_1 = \tilde{\theta}_1 - \theta_{c1} - \theta_{c2} \quad (10)$$

$$\hat{\theta}_2 = \tilde{\theta}_2 - \theta_{c2} - \theta_{c1} \quad (11)$$

На втором этапе предлагаемого алгоритма по оценкам нижней и верхней границ угловой области сигнала  $\hat{\theta}_1$ ,  $\hat{\theta}_2$  формируют оценки среднего угла прихода и углового сектора сигнала

$$\hat{\theta} = \frac{\hat{\theta}_1 + \hat{\theta}_2}{2}, \quad \hat{\Delta} = \hat{\theta}_2 - \hat{\theta}_1 \quad (12)$$

Заметим, что нумерация элементов антенной решетки может быть произвольной. Для удобства нумерацию будем начинать с элемента, излучающего пилот-сигнал, например, как показано на фиг.6.

Информационный сигнал передают через все элементы антенной решетки, а общий пилот-сигнал - через один (первый) элемент антенной решетки базовой станции. Причем этот элемент рекомендуется выбирать в середине антенной решетки, как показано на фиг.6. Такой выбор обусловлен необходимостью относительно более высокой корреляцией сигнала этого элемента с сигналами других элементов антенной решетки и, как следствие, более высокой степенью фазовой когерентностью между сигналами информационного и пилот-каналов на мобильной станции.

Комплексные весовые коэффициенты  $w_n = w_n \exp(j\psi_n)$ ,  $n = \overline{1, N}$  прямого канала элементов антенной решетки формируют следующим образом.

- Фазовые

коэффициенты  $\psi_n$ ,  $n = \overline{1, N}$  элементов антенной решетки определяют за счет оценки среднего угла прихода  $\hat{\theta}$  и геометрии

антенной решетки. Например, при  $N=4$  и порядке нумерации элементов эквидистантной антенной решетки, как на фиг.6, фазовые коэффициенты равны

$$\psi_1 = 0, \quad \psi_2 = -\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \hat{\theta},$$

$$\psi_3 = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \hat{\theta},$$

$$\psi_4 = \frac{4\pi}{\lambda} d \cos \hat{\theta}, \quad (13)$$

где  $\lambda$  - длина волны принимаемого сигнала,  $d$  - расстояние между соседними элементами антенной решетки базовой станции.

Фазу первого элемента полагаем равной нулю, этот элемент служит началом отсчета.

- По оценкам нижней и верхней границ угловой области сигнала  $\hat{\theta}_1$ ,  $\hat{\theta}_2$  формируют

корреляционную матрицу сигналов элементов антенной решетки  $K$

$$K = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q a(\varphi_q) a^H(\varphi_q), \quad (14)$$

где с учетом порядка нумерации (см. фиг.6)

$$a(\varphi_q) = [\exp(j\xi), 1, \exp(2j\xi), \exp(3j\xi)]^T,$$

$$\xi = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos(\varphi_q),$$

$Q$  - число путей прихода сигнала, например  $Q=500$ .

$$\varphi_q = \hat{\theta}_1 + \frac{(\hat{\theta}_2 - \hat{\theta}_1)(q-1)}{Q-1}, \quad q = \overline{1, Q}. \quad (15)$$

- Выполняют преобразование Холецкого корреляционной матрицы сигналов элементов антенной решетки  $K$  (14)

$$G = K^{1/2}. \quad (16)$$

В результате формируют нижнюю треугольную матрицу, как описано, например, в (Дж.Голуб, Ч.Ван Лоун. Матричные вычисления. /М.: Мир, 1999, стр. 134 [8], Р.Хорн, Ч.Джонсон. Матричный анализ /М.: Мир, 1989, стр. 141 [9]).

При этом используют усовершенствование, важное для случая очень плохо обусловленной (вырожденной) матрицы  $K$ . Сущность усовершенствования заключается в том, что если в процедуре Холецкого на главной диагонали матрицы  $G$  появляется элемент, равный нулю (или очень малый), - это имеет место как раз для вырожденных матриц  $K$  - то все остальные элементы матрицы  $G$  полагают равными нулю. Это усовершенствование позволяет применять преобразование Холецкого при произвольных значениях оценок угла прихода и углового сектора сигнала (12), в том числе при  $\hat{\Delta} = 0$ , когда использование

стандартного преобразования Холецкого невозможно.

- Выбирается значение малого параметра  $\gamma$ . Например,

$$\gamma = 0.01 - 0.05. \quad (17)$$

- Элементы матрицы  $G$  (16) и фазовые коэффициенты  $\psi_n$ ,  $n = \overline{1, N}$  определяют

функцию  $f(\mu)$ , представляющую отношение средних мощностей статистически некогерентного и статистически когерентного слагаемых модели информационного сигнала, полученного абонентом. Например, для четырехэлементной антенной решетки

$$f(\mu) = \frac{4 \left[ \cos^2(\mu/2) \cos^2(3\mu/2) + \cos^2(\mu/2) \cos^2(5\mu/2) + \cos^2(\mu/2) \cos^2(7\mu/2) + \cos^2(\mu/2) \cos^2(9\mu/2) \right]}{1 + 4 \cos^2(\mu/2) \cos^2(3\mu/2) + 4 \cos^2(\mu/2) \cos^2(5\mu/2) + 4 \cos^2(\mu/2) \cos^2(7\mu/2) + 4 \cos^2(\mu/2) \cos^2(9\mu/2)} \quad (18)$$

Определяют максимальную величину (из интервала от 0 до 1, для которой выполняется неравенство

$$f(\mu) \leq \gamma. \quad (19)$$

Неравенство (19) можно решать, например, численным методом, вычисляя значение функции  $f(\mu)$  (18) для различных  $\mu=1; 0.99; 0.98, \dots$ , пока условие (19) не будет выполнено. Первое значение  $\mu$ , для которого неравенство (19) выполняется, считают окончательным.

- Полученную величину  $\mu$  используют для определения амплитудных коэффициентов антенной решетки. При этом учитывают, что отношения амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки к амплитудному коэффициенту элемента антенной решетки, с которого передают пилот-сигнал, равны между собой. Тогда амплитудные коэффициенты антенной решетки

$$\mu_1 = k, \mu_2 = \dots = \mu_N = \mu k, \quad (20)$$

где  $k$  - нормировочный коэффициент, полученный, например, из условия

$$\sum_{n=1}^N \mu_n^2 = N, \quad (21)$$

$$\text{При } N=4 \quad k = \frac{2}{\sqrt{1+3\mu^2}}.$$

Таким образом, сформированные комплексные весовые коэффициенты элементов антенной решетки используют для передачи информационного сигнала абоненту.

Для реализации описанного способа используют устройство, представленное на фиг.7, где обозначено:

- 1 - генератор опорного сигнала,
- 2.1-2.N - корреляторы,
- 5 - блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале,
- 6 - блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале,
- 7.1-7.L - блоки расчета решающей функции направления,
- 8.2-8.N - перемножители,
- 9 - первый сумматор,
- 10 - блок вычисления модуля,
- 11 - блок комплексных коэффициентов направления,
- 12 - блок расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале,
- 13 - блок поиска,
- 14 - блок управления,
- 15 - первый блок нормировки,
- 16 - второй сумматор,
- 17 - блок масштабирования,
- 18 - второй блок нормировки,
- 19 - блок оценки угла прихода сигнала,
- 20 - блок формирования вектора распределения оценок угла прихода сигнала,

21 - блок формирования усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала,

22 - блок анализа усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала.

Предлагаемое устройство содержит  $N$  корреляторов 2.1-2.N,  $L$  блоков расчета решающей функции направлений 7.1-7.L, первые входы которых являются входами корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки и соединены с выходами соответствующих корреляторов 2.1-2.N, блок поиска 13, блок управления 14, блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале 5, последовательно соединенные первый блок нормировки 15, второй сумматор 16, блок оценки прихода сигнала 19, блок формирования вектора распределения оценок угла прихода сигнала 20, блок формирования усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала 21, блок анализа усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала 22, выходы верхней и нижней границы угловой области сигнала которого соединены с соответствующими входами блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале 6, а также блок масштабирования 17 и второй блок нормировки 18. Первые входы корреляторов 2.1-2.N являются сигнальными и объединены с входами устройства. Вторые входы корреляторов 2.1-2.N являются опорными и соединены с опорным выходом генератора опорного сигнала 1. Вход генератора опорного сигнала 1 является управляемым и соединен с выходом блока управления 14, обеспечивающего синхронную работу блоков устройства. Первый вход блока поиска 13 соединен с первым входом устройства, второй вход блока поиска 13 является управляемым и соединен с выходом блока управления 14. Выход блока поиска 13 является выходом решающей функции поиска и соединен с входом блока управления 14. Каждый блок расчета решающей функции направления 7.1-7.L содержит  $N-1$  перемножителей 8.2-8.N, первый сумматор 9, блок вычисления модуля 10, блок комплексных коэффициентов направления 11 и блок расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале 12. Первые входы перемножителей 8.2-8.N и первый вход первого сумматора 9 соединены с выходами корреляционных откликов пилот-сигнала корреляторов 2.2-2.N, выходы перемножителей 8.2-8.N соединены с входами сумматора 9, начиная со второго и до  $N$ . Выход сумматора 9 является выходом комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала данного направления на выходе антенной решетки и соединен с входом блока вычисления модуля 10. Выход блока вычисления модуля 10, который является выходом модуля комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала данного направления на выходе антенной решетки и первым выходом каждого блока расчета решающей функции направления 7.1-7.L и соединен с соответствующим входом первого блока нормировки 15.

Первый вход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности

антенной решетки в обратном канале 12 является вторым входом каждого блока расчета решающей функции направления 7.1-7.L и соединен с выходом блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале 5, формирующем на своем выходе весовые коэффициенты элементов антенной решетки в обратном канале, сигнальные входы блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале 5 соединены с входом устройства. Второй вход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале 12 и вторые входы перемножителей 8.2-8.N объединены и соединены с выходом блока комплексных коэффициентов направления 11, который является выходом комплексных коэффициентов для данного направления.

Выход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале 12, который является вторым выходом блока расчета решающей функции направления 7.1-7.L и выходом значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале, соединен с соответствующим входом второго блока нормировки 18.

Выход первого блока нормировки 15, который является выходом нормированных модулей комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки всех L направлений, соединен с первым входом второго сумматора 16, выход второго блока нормировки 18 является выходом нормированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале всех L направлений и соединен с первым входом блока масштабирования 17, выход блока масштабирования 17 является выходом взвешенных нормированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L направлений и соединен со вторым входом второго сумматора 16, выход второго сумматора 16 является выходом значений решающей функции для L направлений и соединен с входом блока оценки угла прихода сигнала 19, выход которого является выходом оценки среднего угла прихода сигнала и соединен с входом блока формирования вектора распределения оценок угла прихода сигнала 20, формирующем на выходе последовательность векторов распределения оценок угла прихода сигнала (гистограмм оценок угла прихода сигнала). Выход блока формирования вектора распределения оценок угла прихода сигнала 20 соединен с входом блока формирования усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала 21, второй вход которого является управляемым и соединен с выходом блока управления 14. Выход блока формирования вектора распределения оценок угла прихода сигнала 20 является выходом последовательности усредненных векторов распределения оценок угла прихода сигнала (усредненных гистограмм оценок угла прихода сигнала) и соединен с входом блока анализа усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала 22. Выходы блока анализа усредненного

вектора распределения оценок угла прихода сигнала 22, формирующего верхнюю и нижнюю границы угловой области сигнала, соединены с соответствующими входами блока формирования весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале 6. Выход блока формирования весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале 6 является выходом амплитудных и фазовых коэффициентов элементов антенной решетки.

Комплексный многолучевой сигнал с выходов N элементов антенной решетки поступает на первые (сигнальные) входы корреляторов 2.1-2.N и входы блока формирования весовых коэффициентов в обратном канале 5.

Одновременно комплексный многолучевой сигнал с первого элемента антенной решетки поступает на вход блока поиска 13. Блок поиска 13 по пилот-сигналу формирует решающую функцию поиска сигналов лучей в дискретных временных позициях. Эта информация с блока поиска 13 поступает в блок управления 14, который сравнивает полученные значения решающей функции поиска с порогом и по превышению порога определяет временные положения сигналов лучей. В блоке управления 14 полученные значения решающей функции для обнаруженных сигналов лучей сравнивают между собой и определяют временное положение сигнала луча с максимальным значением решающей функции (максимальной мощностью).

По сигналу управления, поступающему с выхода блока управления 14, опорный сигнал, соответствующий сигналу луча максимальной мощности, подают с выхода генератора опорного сигнала 1 на вторые входы корреляторов 2.1-2.N.

В корреляторах 2.1-2.N формируют комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала элементов антенной решетки  $u_{\alpha, \beta} = \int_{T} \tilde{V}$  на коротких временных интервалах длиной, например, J чипов. Чип - это длительность одного временного элементарного интервала сигнала.

Корреляционные отклики пилот-сигнала элементов антенной решетки поступают на первые входы L блоков расчета решающей функции направления 7.1-7.L, а именно на первый вход сумматора 9 и на первые входы соответствующих (комплексных) перемножителей 8.2-8.N. Число L блоков расчета решающей функции направления 7.1-7.L равно числу различных направлений исследуемой угловой области.

В блоке формирования вектора весовых коэффициентов обратного канала 5 формируют комплексные весовые коэффициенты элементов адаптивной антенной решетки в обратном канале при приеме сигнала абонента, например в соответствии с одним из алгоритмов, предложенным в книгах Р.А.Монзинго, Т.У.Милер. Адаптивные антенные решетки. /М.: Радио и связь, 1986, стр. 77-90 [10], А.А.Пистолькорс, О.С.Литвинов. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991 [11]. Эти коэффициенты подаются на вторые входы блоков расчета решающей функции направления 7.1-7.L, а именно на первые входы блоков расчета 12.

В блоке комплексных коэффициентов



направления  $\theta_i$ ,  $i = \overline{1, L}$  имеются комплексные коэффициенты  $\alpha_x(\theta_i), x = \overline{1, N}$  для  $i$ -го направления,  $i = \overline{1, L}$ . Эти коэффициенты рассчитаны, например, согласно алгоритму, описанному в [1] на стр.86-88. Комплексные коэффициенты

направления  $\alpha_x(\theta_i), x = \overline{1, N}$  подаются на вторые входы соответствующих (комплексных) перемножителей 8.2-8.N и на вторые входы блока расчета 12.

При этом согласно [1] комплексный коэффициент  $\alpha_1(\theta_i)=1$ , поэтому число перемножителей, используемых в блоке расчета решающей функции направления 7, равно N-1.

В каждом перемножителе 8.2-8.N реализуют операцию перемножения соответствующих комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки и комплексных коэффициентов  $\alpha_x(\theta_i), x = \overline{1, N}$  каждого направления.

Выходные сигналы перемножителей 8.2-8.N и комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала первого элемента антенной решетки с выхода первого коррелятора 2.1 поступают на входы сумматора 9, где производится их суммирование. Сигнал на выходе сумматора 9 соответствует комплексному корреляционному отклику пилот-сигнала направления  $\theta_i$  на выходе антенной решетки.

Этот сигнал подается на вход блока вычисления модуля 10, где вычисляется корень квадратный из суммы квадратов реальной и мнимой части сигнала. Выходной сигнал блока вычисления модуля 10 равен модулю комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала направления  $\theta_i$  на выходе антенной решетки. С выхода блока вычисления модуля 10 этот сигнал поступает на соответствующий вход первого блока нормировки 15. В блоке нормировки 15 для L различных направлений определяют максимальный модуль комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала на выходе антенной решетки путем сравнения модулей комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала различных направлений на выходе антенной решетки  $Z(\theta_i)$  друг с другом и формируют нормированные модули комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений. Нормировка выполняется путем нахождения отношения модулей комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений к максимальному модулю. Полученные нормированные сигналы для L различных направлений поступают на первые входы сумматора 16.

В блоке расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале 12 для каждого из L различных

направлений  $\theta_i, i = \overline{1, L}$  исследуемой угловой области формируют значения диаграммы направленности антенной

решетки в обратном канале, например, согласно алгоритму, описанному в [1] на стр. 86-88. Эти значения передают на входы блока нормировки 18. В блоке нормировки 18 для L различных направлений определяют максимальное значение диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале путем сравнения значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для различных направлений друг с другом и формируют нормированное значение диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L различных направлений. Нормировка выполняется путем нахождения отношения значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L различных направлений к максимальному значению. Полученные нормированные значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L различных направлений поступают на вход блока масштабирования 17. В блоке масштабирования 17 формируют взвешенные нормированные значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L различных направлений путем умножения нормированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L различных направлений на весовой коэффициент  $\alpha$ . Сформированные значения подают на второй вход сумматора 16. На выходе сумматора 16 для L различных

направлений  $\theta_i, i = \overline{1, L}$  исследуемой угловой области формируют решающую функцию, осуществляя суммирование нормированных модулей комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки и взвешенных нормированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале. Значения решающей функции поступают в блок оценки угла прихода сигнала 19, в котором определяют максимальное значение решающей функции путем сравнения между собой значений решающей функции для L различных направлений  $\theta_i, i = \overline{1, L}$  исследуемой

угловой области. Оценка  $\tilde{\theta}$  угла прихода сигнала в обратном канале, сформированная на коротком временном интервале, определяется по положению максимума решающей функции.

Оценки  $\tilde{\theta}$  угла прихода сигнала в обратном канале поступают на вход блока формирования вектора распределения оценок угла прихода сигнала 20. В блоке формирования вектора распределения оценок угла прихода сигнала 20 последовательность сформированных на коротких временных интервалах оценок угла прихода сигнала группируют в блоки, каждый из которых содержит M оценок угла прихода сигнала.

Вариант выполнения блока формирования вектора распределения оценок угла прихода сигнала 20 приведен на фиг.8. Блок формирования вектора распределения оценок угла прихода сигнала 20 работает

следующим образом.

Последовательность сформированных оценок угла прихода сигнала поступает на L параллельных узлов сравнения с порогом 24.1–24.L. Каждый порог соответствует одному из L направлений. Если оценка угла прихода сигнала больше i-го порога и меньше (i+1)-го порога, то в результате работы логических элементов "НЕ" 25.1–25.L и элементов "И" 26.2–26.L значение i-го счетчика 27 увеличивается на единицу, а значения остальных счетчиков не меняются. Окончательное значение i-го счетчика 27 определяет число оценок, соответствующих i-му углу прихода сигнала. Первый счетчик 27 подсчитывает число оценок угла прихода сигнала, больших нуля и меньших ближайшего к нулю значения исследуемого направления прихода сигнала.

Счетчик 29 мультиплексора 28 формирует два сигнала с периодом, равным интервалу поступления на вход блока M оценок угла прихода и сдвинутых на один период тактовых импульсов относительно друг друга. По первому сигналу значения M счетчиков 27.1–27.L, определяющих число оценок соответствующих углов прихода сигнала, перезаписываются через мультиплексор 28 в ОЗУ 31. По второму сигналу все счетчики 27 устанавливаются в нулевое состояние. Частоту тактовых импульсов счетчика 29 задает генератор тактовых импульсов 30.

Таким образом, по M оценкам угла прихода сигнала формируют вектор распределения оценок угла прихода сигнала длиной L, каждый элемент которого соответствует одному из L направлений и равно количеству оценок угла прихода сигнала данного направления.

Последовательность векторов распределения оценок угла прихода сигнала с выхода блока 20 поступают на вход блока формирования усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала 21, вариант выполнения которого приведен на фиг.9. Работает блок формирования усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала 21 следующим образом.

В процессе работы по управляющему сигналу элементы текущего вектора распределения оценок угла прихода сигнала с входа блока 21 записываются в ОЗУ1 35.1. При поступлении на вход блока элементов следующего вектора распределения оценок угла прихода сигнала по управляющему сигналу значения текущего вектора распределения оценок угла прихода сигнала перезаписываются из ОЗУ1 35.1 в ОЗУ2 35.2, а значения следующего вектора распределения оценок угла прихода сигнала с входа блока записываются в ОЗУ1 35.1. Каждый раз при поступлении на вход блока 21 элементов очередного вектора распределения оценок угла прихода сигнала по управляющему сигналу происходит аналогичная последовательная перезапись элементов вектора распределения оценок угла прихода сигнала из одного ОЗУ 35 в другое.

После перезаписи элементов вектора распределения оценок угла прихода сигнала из одного ОЗУ 35 в другое выполняется параллельное считывание элементов вектора распределения оценок угла прихода сигнала из всех ОЗУ 35 на вход узла суммирования

32, в котором выполняется суммирование этих векторов. Результаты суммирования, деленные на nM в узле деления 33, записываются в ОЗУ 34 (n - число векторов распределения оценок угла прихода сигнала, используемых при усреднении, M - число оценок углов прихода, используемых при формировании вектора распределения оценок угла прихода сигнала). С выхода ОЗУ 34 элементы усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала поступают на выход блока 21 и поступают для анализа в блок анализа усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала 22.

Вариант выполнения блока анализа усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала приведен на фиг.10.

Работает блок следующим образом.

Входные элементы усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала записывают в ОЗУ 36. Затем эти элементы считывают в узлы определения верхнего 37, нижнего 38 и максимального элемента 39 вектора распределения оценок угла прихода сигнала, в узел вычисления корректирующих величин 42.

В узле определения максимального элемента 39 выбирают максимальный элемент усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, который поступает в узел определения верхнего элемента 37, узел определения нижнего элемента 38 и в узел вычисления корректирующих величин 42. В узле определения верхнего элемента 37 усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала определяют верхний элемент как верхнюю границу группы элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, превышающих заданный порог. При этом для этой группы элементов, расположенных выше максимального элемента, допустимы одиночные неперевышения порога, а также одно групповое неперевышение порога из двух или трех рядом расположенных элементов. В узле определения нижнего элемента 38 аналогично определяют нижний элемент усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала.

На входы узла вычисления корректирующих величин 42 поступают значения верхнего, нижнего и максимального элементов вектора распределения оценок угла прихода сигнала. В узле вычисления корректирующих величин 42 определяют сумму элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, расположенных ниже нижнего элемента, и сумму элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, расположенных выше верхнего элемента. Формируют корректирующую поправку для нижнего элемента, зависящую от суммы элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, расположенных ниже нижнего элемента, и корректирующую поправку для верхнего элемента, зависящую от суммы элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, расположенных выше верхнего элемента. Определяют поправочную величину для нижнего и верхнего элементов в зависимости от положения максимального

элемента. Корректирующую поправку для верхнего элемента и поправочную величину подают в узел оценки верхней границы 40. Корректирующую поправку для нижнего элемента и поправочную величину подают в узел оценки нижней границы 41.

В узле оценки нижней границы 41 определяют скорректированную оценку нижней границы угловой области сигнала как разность нижнего элемента и суммы корректирующей поправки для нижнего элемента и поправочной величины.

В узле оценки верхней границы 40 определяют скорректированную оценку верхней границы угловой области сигнала как сумму верхнего элемента, корректирующей поправки для верхнего элемента и поправочной величины.

Оценки верхней и нижней границы угловой области сигнала с выхода блока анализа усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала 22 подают на входы блока формирования весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале 6.

Вариант выполнения блока формирования весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале 6 представлен на фиг.11.

Работает блок формирования весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале 6 следующим образом.

Скорректированные оценки нижней и верхней границ угловой области сигнала являются выходными сигналами блока анализа усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала 22 и подаются на вход блока определения весовых коэффициентов антенной решетки прямого канала 6, а именно на входы узла формирования корреляционной матрицы 43 и узла формирования оценки среднего угла прихода 44. Функциональная схема блока определения весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале 6 может быть реализована на современных микропроцессорах цифровой обработки сигналов (DSP), например TMS 320Cxx, Motorola 56xxx, Intel и т.п.

В узле формирования оценки среднего угла прихода 44 по оценкам нижней и верхней границ угловой области сигнала формируется оценка среднего угла прихода как полусумма оценок нижней и верхней границ угловой области сигнала  $\hat{\theta}_1$ ,  $\hat{\theta}_2$ , то

есть  $\hat{\theta} = \frac{\hat{\theta}_1 + \hat{\theta}_2}{2}$ , и подается на вход узла

формирования фазовых коэффициентов элементов антенной решетки 46. Фазовые коэффициенты элементов антенной решетки определяются по оценке среднего угла прихода и с учетом геометрии антенной решетки. Например, при N=4 и порядке нумерации элементов эквидистантной антенной решетки как, например, на фиг.6, фазовые коэффициенты элементов антенной решетки равны

$$\begin{aligned} \psi_1 &= 0, & \psi_2 &= -\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \hat{\theta}, \\ \psi_3 &= \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \hat{\theta}, & \psi_4 &= \frac{4\pi}{\lambda} d \cos \hat{\theta}. \end{aligned}$$

Рассчитанные фазовые коэффициенты элементов антенной решетки подаются на первый вход узла формирования отношений амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки 47 и на выход блока формирования весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале 6.

В узле формирования корреляционной матрицы 43 по оценкам нижней и верхней границ угловой области

сигнала  $\hat{\theta}_1$ ,  $\hat{\theta}_2$  вычисляются элементы

корреляционной матрицы K в соответствии с формулой (14).

Элементы корреляционной матрицы поступают на вход узла преобразования Холецкого 45, где, используя алгоритм, предложенный, например, в [8] и [9], формируется нижняя треугольная матрица, элементы которой подаются на первый вход узла формирования отношений амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки 47. В этом узле 47 может быть реализован алгоритм обработки, представленный на диаграмме фиг.12.

Предложенный алгоритм формирования отношений амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки включает следующую последовательность операций. На первом этапе отношению амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки к амплитудному коэффициенту элемента антенной решетки, с которого передается пилот-сигнал,  $\mu$  присваивается значение, равное единице. Используя фазовые коэффициенты элементов антенной решетки, элементы нижней треугольной матрицы и заданное значение  $\mu$ , вычисляется отношение

$f(\mu)$  средних мощностей статистически некогерентного и статистически когерентного слагаемых модели информационного сигнала, полученного абонентом. Заранее выбирается значение малого параметра  $\gamma$  (например,  $\gamma=0,01-0,05$ ) и сравнивается со значением  $f(\mu)$ . Если  $f(\mu) \leq \gamma$ , процедура заканчивается, и значение  $\mu=1$  считается окончательным. В противном случае вычисляется значение функции  $f(\mu)$  для различных  $\mu=1; 0,99; 0,98, \dots$ , которое сравнивается с параметром  $\gamma$ . Процедура продолжается до тех пор, пока условие  $f(\mu) \leq \gamma$  не будет выполнено. Значение  $\mu$ , для которого это неравенство

выполняется, считается окончательным и является выходным сигналом узла формирования отношений амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки 47. Этот сигнал поступает на вход узла формирования нормировочных коэффициентов 48 и на первый вход узла формирования амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки 49. В узле формирования нормировочных коэффициентов 48 формируется нормировочный коэффициент k, зависящий от полученной величины  $\mu$  и от числа элементов антенной решетки. Значение нормировочного коэффициента k поступает на второй вход узла формирования амплитудных коэффициентов антенной решетки 49, где по полученной величине  $\mu$  и нормировочному коэффициенту k определяются амплитудные весовые коэффициенты, например, следующим образом

$$w_1=k, w_2=\dots=w_N=1/k$$

Амплитудные весовые коэффициенты наряду с фазовыми коэффициентами являются выходными сигналами блока формирования весовых коэффициентов антенной решетки прямого канала 6.

Полученные амплитудные и фазовые коэффициенты элементов антенной решетки используют для передачи информационного сигнала абоненту в прямом канале.

Блок управления 14 с описанными в материалах заявки функциональными назначениями и связями является типичным и может быть реализован на современных микропроцессорах цифровой обработки сигналов (DSP), например TMS 320Cxx, Motorola 56xxx, Intel и т.п.

Блок поиска 13 в предлагаемом устройстве является стандартным блоком и может быть выполнен так, как показано в книге Журавлева В.И. "Поиск и синхронизация в широкополосных системах", М., Радио и связь, 1986, стр. 24 [12].

На фиг.14, 15, 16 представлены диаграммы направленности прямого канала для различных угловых областей сигнала, построенные в соответствии с изложенным способом.

Второй вариант способа формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки базовой станции заключается в следующем:

для каждого абонента  
- осуществляют поиск сигнала абонента, находя временные положения сигналов лучей;

- выбирают луч, сигнал которого максимален по мощности;

- периодически формируют оценку среднего угла прихода сигнала абонента, для чего

- формируют комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала элементов антенной решетки, для каждого из L различных

направлений  $\theta_i, i = \overline{1, L}$  исследуемой

угловой области формируют комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала на выходе антенной решетки, суммируя произведения комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки на соответствующие им комплексные коэффициенты каждого направления,

- формируют модули комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений,

- формируют суммарный корреляционный отклик пилот-сигнала на выходе антенной решетки, суммируя модули комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений, и определяют максимальный из них,

- формируют нормированные суммарные корреляционные отклики пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений, находя отношения суммарных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений к максимальному суммарному корреляционному отклику,

- формируют комплексные весовые коэффициенты элементов адаптивной

антенной решетки в обратном канале при приеме сигнала абонента,

- для каждого из L различных направлений  $\theta_i, i = \overline{1, L}$  исследуемой угловой области

5 формируют значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале,

10 - определяют максимальное из сформированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале,

15 - формируют нормированные значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L различных направлений, находя отношения значений диаграммы направленности к максимальному значению, для каждого из L различных направлений  $\theta_i, i = \overline{1, L}$  исследуемой

угловой области формируют решающую функцию, осуществляя взвешенное суммирование нормированного суммарного корреляционного отклика пилот-сигнала на выходе антенной решетки и нормированного значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале,

20 - определяют направление максимума решающей функции, формируя оценку среднего угла прихода сигнала,

25 - с учетом геометрии антенной решетки определяют фазовые коэффициенты элементов антенной решетки, используя сформированную оценку среднего угла прихода,

30 - устанавливают амплитудные коэффициенты элементов антенной решетки равными между собой,

35 амплитудные и фазовые коэффициенты элементов антенной решетки используют для передачи сигнала абоненту.

При суммировании модулей комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений число слагаемых устанавливают постоянным либо выбирают адаптивно в зависимости от оценки частоты замираний сигнала.

В соответствии с данным алгоритмом формирование диаграммы направленности в прямом канале осуществляется по сигналу обратного канала.

Процедура формирования диаграммы направленности умной антенны в прямом канале состоит в следующем.

Из обнаруженных на базовой станции временных лучей сигнала абонента выбирается максимальный по мощности сигнал луча.

На первом этапе выносятся оценка среднего угла прихода сигнала максимального по мощности луча.

55 На втором этапе формируется диаграмма направленности адаптивной антенной решетки в прямом канале, максимум которой установлен по направлению оценки среднего угла прихода сигнала. При этом комплексные весовые коэффициенты могут принимать значения

$$w = \{\exp[j\pi(n-1)\cos\hat{\theta}]\}, n = \overline{1, N}. \quad (22)$$

где  $\hat{\theta}$  - оценка среднего угла прихода сигнала в обратном канале.

Алгоритм определения направления

прихода сигнала мобильной станции  $\hat{\theta}$  основан на использовании вектора весовых коэффициентов обратного канала, а также результатов накопления пилот-сигнала и заключается в следующем.

Для каждого из  $L$  различных направлений  $\theta_i, i = \overline{1, L}$  исследуемой угловой области:

- формируется  $M$  комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки

$$\tilde{X}_k(\theta_i) = \sum_{n=1}^N a_n(\theta_i) u_n, k = \overline{1, M}. \quad (23)$$

где  $u_n, n = \overline{1, N}$  - комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала на выходе корреляторов элементов антенной решетки по  $J$  чипов каждый,  $a_n(\theta_i) = \exp[j\pi(n-1)\cos\theta_i], n = \overline{1, N}, i = \overline{1, L}$ .

- Выполняется некогерентное накопление  $M$  модулей комплексных корреляционных откликов (23)

$$Z(\theta_i) = \sum_{k=1}^M |\tilde{X}_k(\theta_i)| \quad (24)$$

При суммировании модулей комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки число слагаемых устанавливаются постоянным либо выбирают адаптивно в зависимости от частоты фединга сигнала таким образом, чтобы полная длительность некогерентного накопления составила несколько периодов фединга. В противном случае из-за глубоких замираний полезного сигнала возможна ошибка в оценке угла прихода.

- Величина (24) нормируется

$$\tilde{Z}(\theta_i) = Z(\theta_i) / Z_{\max}, \quad Z_{\max} = \max Z(\theta_i). \quad (25)$$

- Формируются дискретные значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале

$$F(\theta_i) = |w_{\text{ир}}^H a(\theta_i)|, \quad (26)$$

где  $w_{\text{ир}}$  - вектор весовых коэффициентов элементов адаптивной антенной решетки в обратном канале, полученный с учетом наличия мощных сопутствующих помех при приеме сигнала абонента,  $(\cdot)^H$  - операция эрмитова сопряжения.

- Величина (26) нормируется

$$\tilde{F}(\theta_i) = F(\theta_i) / F_{\max}, \quad F_{\max} = \max F_{\max} = \max F(\theta_i). \quad (27)$$

- Формируется решающая функция как взвешенная сумма функций (25) и (27)

$$R(\theta_i) = \tilde{Z}(\theta_i) + \alpha \tilde{F}(\theta_i), \quad (28)$$

где  $\alpha$  - весовой коэффициент.

- Искомая оценка  $\hat{\theta}$  среднего угла прихода сигнала мобильной станции определяется по положению максимума решающей функции (28)

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta_i} R(\theta_i).$$

Для реализации такого способа используется устройство, представленное на фиг.13, где обозначено:

1 - генератор опорного сигнала, 2.1-2.N - корреляторы,

5 - блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале,

6 - блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале,

7.1-7.L - блок расчета решающей функции направления,

8.1-8.N - перемножители,

9 - первый сумматор,

10 - блок вычисления модуля,

11 - блок комплексного коэффициента направления,

12 - блок расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале,

13 - блок поиска,

14 - блок управления,

15 - первый блок нормировки,

16 - второй сумматор,

17 - блок масштабирования,

18 - второй блок нормировки,

19 - блок оценки угла прихода сигнала,

23 - сумматор со сбросом.

Предлагаемое устройство содержит  $N$

корреляторов 2.1-2.N,  $L$  блоков расчета решающей функции для различных направлений 7.1-7.L, первые входы которых

являются входами корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки и соединены с выходами соответствующих корреляторов 2.1-2.N, блок поиска 13, блок управления 14, блок формирования вектора

весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале 5, последовательно соединенные первый блок нормировки 15,

второй сумматор 16, блок оценки прихода сигнала 19, блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в

прямом канале 6, а также блок масштабирования 17 и второй блок нормировки 18. Первые входы корреляторов 2.1-2.N являются сигнальными и объединены с входами устройства. Вторые входы

корреляторов 2.1-2.N являются опорными и соединены с опорным выходом генератора опорного сигнала 1. Вход генератора опорного сигнала 1 является управляемым и

соединен с выходом блока управления 14, обеспечивающего синхронную работу блоков устройства. Первый вход блока поиска 13

соединен с входом устройства, второй вход блока поиска 13 является управляемым и

соединен с выходом блока управления 14. Выход блока поиска 13 является выходом решающей функции поиска и соединен с

входом блока управления 14. Каждый блок расчета решающей функции направления 7.1-7.L содержит  $N-1$  перемножителей 8.2-8.N,

первый сумматор 9, блок вычисления модуля 10, блок комплексных коэффициентов

направления 11 и блок расчета дискретных значений диаграммы направленности

антенной решетки в обратном канале 12, сумматор со сбросом 23. Первые входы перемножителей 8.2-8.N и первый вход

первого сумматора 9 соединены с выходами корреляционных откликов пилот-сигнала

корреляторов 2.1-2.N, выходы перемножителей 8.2-8.N соединены с

входами сумматора 9, начиная со второго и до  $N$ . Выход сумматора 9 является выходом комплексного корреляционного отклика

пилот-сигнала направления на выходе антенной решетки и соединен с входом блока

вычисления модуля 10. Выход блока вычисления модуля 10, который является выходом модуля комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала направления на выходе антенной решетки, соединен с первым входом сумматора со сбросом 23, второй вход которого является входом сигнала сброса и соединен с выходом блока управления 14. Выход сумматора со сбросом 23 является выходом суммарного корреляционного отклика пилот-сигнала на выходе антенной решетки и первым выходом каждого блока расчета решающей функции направления 7.1-7.L и соединен с соответствующим входом первого блока нормировки 15.

Первый вход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале 12 является вторым входом каждого блока расчета решающей функции направления 7.1-7.L и соединен с выходом блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале 5, формирующем на своем выходе весовые коэффициенты элементов антенной решетки в обратном канале. Сигнальные входы блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале 5 соединены с входом устройства. Второй вход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале 12 и вторые входы перемножителей 8.2-8.N объединены и соединены с выходом блока комплексных коэффициентов направления 11, который является выходом комплексных коэффициентов для данного направления.

Выход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале 12, который является вторым выходом блока расчета решающей функции направления 7.1-7.L и выходом значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале, соединен с соответствующим входом второго блока нормировки 18.

Выход первого блока нормировки 15, который является выходом нормированных модулей решающей функции всех L направлений, соединен с первым входом второго сумматора 16, выход второго блока нормировки 18 является выходом нормированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале всех L направлений и соединен с входом блока масштабирования 17. Выход блока масштабирования 17 является выходом взвешенных нормированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L направлений и соединен с вторым входом второго сумматора 16. Выход второго сумматора 16 является выходом значений решающей функции для L направлений и соединен с входом блока оценки угла прихода сигнала 19, выход которого является выходом оценки среднего угла прихода сигнала и соединен с входом блока формирования весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале 6. Выход блока формирования весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале 6 является выходом

амплитудных и фазовых коэффициентов элементов антенной решетки.

Комплексный многолучевой сигнал с выходов N элементов антенной решетки поступает на первые (сигнальные) входы корреляторов 2.1-2.N и входы блока формирования весовых коэффициентов в обратном канале 5.

Одновременно комплексный многолучевой сигнал с первого элемента антенной решетки поступает на вход блока поиска 13. Блок поиска 13 формирует решающую функцию поиска сигналов лучей в дискретных временных позициях. Эта информация с блока поиска 13 поступает в блок управления 14, который сравнивает полученные значения решающей функции с порогом и по превышению порога определяет временные положения сигналов лучей. В блоке управления 14 полученные значения решающей функции для обнаруженных сигналов лучей сравнивают между собой и определяют временное положение сигнала луча с максимальным значением решающей функции.

По сигналу управления, поступающему с выхода блока управления 14, опорный сигнал, соответствующий сигналу луча максимальной мощности, подают с выхода генератора опорного сигнала 1 на вторые входы корреляторов 2.1-2.N.

В корреляторах 2.1-2.N формируют комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала элементов антенной решетки  $\alpha_{\pi, n} = \overline{1, \overline{M}}$  на временных интервалах длиной, например, J чипов. Чип - это длительность одного временного элементарного интервала сигнала.

Корреляционные отклики пилот-сигнала элементов антенной решетки поступают на первые входы L блоков расчета решающей функции 7.1-7.L, а именно на первый вход сумматора 9 и на первые входы (комплексных) соответствующих перемножителей 8.2-8.N. Число L блоков расчета решающей функции 7.1-7.L равно числу рассматриваемых направлений исследуемой угловой области.

В блоке формирования вектора весовых коэффициентов в обратном канале 5 формируют комплексные весовые коэффициенты элементов адаптивной антенной решетки в обратном канале при приеме сигнала абонента в соответствии с одним из алгоритмов, предложенных, например, в [10] на стр. 77-90. Эти коэффициенты подаются на вторые входы блоков расчета решающей функции 7.1-7.L, а именно на первые входы блоков расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале 12.

В блоке комплексных коэффициентов направления  $\theta_i$  11 имеются комплексные коэффициенты  $\alpha_{\pi}(\theta_i), n = \overline{1, \overline{N}}$  для i-го направления,  $i = \overline{1, \overline{L}}$ . Эти коэффициенты рассчитаны, например, согласно алгоритму из [1] стр. 86-88. Комплексные коэффициенты направления  $\alpha_{\pi}(\theta_i), n = \overline{1, \overline{N}}$  подаются на вторые входы соответствующих (комплексных) перемножителей 8.2-8.N и на вторые входы блока расчета 12.

При этом согласно [1] комплексный коэффициент  $a_1(\theta_i)=1$ , поэтому число перемножителей, используемых в блоке расчета решающей функции направления 7, равно N-1.

В каждом перемножителе 8.2-8.N реализуют операцию перемножения соответствующих комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки и комплексных коэффициентов  $\alpha_n(\theta_i), n = \overline{1, N}$  каждого направления.

Выходные сигналы перемножителей 8.2-8.N и комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала первого элемента антенной решетки с выхода первого коррелятора 2.1 поступают на входы сумматора 9, где производится их суммирование. Сигнал на выходе сумматора 9 соответствует комплексному корреляционному отклику пилот-сигнала на выходе антенной решетки для направления  $\theta_i$ .

Этот сигнал подается на вход блока вычисления модуля 10, где вычисляется корень квадратный из суммы квадратов реальной и мнимой части сигнала. Выходной сигнал блока вычисления модуля 10 равен модулю комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала на выходе антенной решетки для направления  $\theta_i$ . С выхода блока вычисления модуля 10 этот сигнал поступает на первый вход сумматора со сбросом 23, на второй вход которого подается сигнал управления (сброса) с блока управления 14.

По сигналу управления (сброса) в сумматоре со сбросом 23 выполняется некогерентное накопление (суммирование) модулей M комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для направления  $\theta_i$ .

Число некогерентных слагаемых M устанавливают постоянным либо выбирают адаптивно в зависимости от частоты фединга сигнала таким образом, чтобы полная длительность некогерентного накопления составила несколько периодов фединга.

Сигнал на выходе сумматора со сбросом 23 каждого блока расчета решающей функции направления 7.1-7.L представляет собой суммарный корреляционный отклик пилот-сигнала на выходе антенной решетки  $Z(\theta_i)$  направления  $\theta_i$  и поступает на соответствующий вход блока нормировки 15. В блоке нормировки 15 для L различных направлений определяют максимальный суммарный корреляционный отклик пилот-сигнала на выходе антенной решетки путем сравнения суммарных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки  $Z(\theta_i)$  различных направлений и формируют нормированные суммарные корреляционные отклики пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений. Нормировка выполняется путем нахождения отношений суммарных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений к максимальному суммарному корреляционному отклику. Полученные нормированные сигналы для L различных направлений поступают на первые входы сумматора 16.

В блоках расчета 12 для каждого из L

различных

направлений  $\theta_i, i = \overline{1, L}$  исследуемой

угловой области формируют значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале в соответствии, например, с [1], которые передают на входы блока нормировки 18.

В блоке нормировки 18 для L различных направлений определяют максимальное значение диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале путем сравнения значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале различных направлений друг с другом и формируют нормированные значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L различных направлений. Нормировка выполняется путем нахождения отношения значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L различных направлений к максимальному значению. Полученные нормированные значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L различных направлений поступают на вход блока масштабирования 17. Блок масштабирования 17 формирует взвешенные значения нормированной диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L различных направлений путем умножения значений нормированной диаграммы направленности на весовой коэффициент  $\alpha_i$ , которые поступают на второй вход сумматора 16. На выходе сумматора 16 для L различных направлений  $\theta_i, i = \overline{1, L}$  исследуемой

угловой области формируют решающую функцию, осуществляя суммирование нормированных суммарных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки и взвешенных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале. Сигнал решающей функции поступает в блок оценки угла прихода сигнала 19, в котором определяют максимальное значение решающей функции путем сравнения значений решающей функции для L различных

направлений  $\theta_i, i = \overline{1, L}$  исследуемой

угловой области между собой. Искомая оценка  $\hat{\theta}$  среднего угла прихода сигнала в обратном канале определяется по положению направления максимума решающей функции.

Оценка  $\hat{\theta}$  среднего угла прихода сигнала

в обратном канале поступает на вход блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале 6, в котором, например, согласно алгоритму из [1] определяют фазовые коэффициенты элементов антенной решетки, используя сформированную оценку среднего угла прихода с учетом геометрии антенной решетки. Амплитудные коэффициенты элементов антенной решетки устанавливают равными между собой. В конечном итоге вектор комплексных весовых коэффициентов антенной решетки прямого канала, например, для полуволновой эквидистантной антенной решетки имеет вид

$$w = \left\{ \exp[j\pi(n-1)\cos\hat{\theta}] \right\}, \quad n = \overline{1, N},$$

где  $\hat{\theta}$  - оценка среднего угла прихода сигнала в обратном канале.

Полученные комплексные весовые коэффициенты элементов антенной решетки используют для передачи сигнала абоненту в прямом канале.

#### Формула изобретения:

1. Способ формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки базовой станции, при котором общий пилот-сигнал передают с одного из элементов антенной решетки, а информационный сигнал - каждому абоненту со всех элементов антенной решетки, заключающийся в том, что при приеме сигнала абонента формируют комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала элементов антенной решетки, формируют комплексные весовые коэффициенты элементов адаптивной антенной решетки в обратном канале, для каждого из L различных направлений исследуемой угловой области формируют решающую функцию, определяют направление максимума решающей функции, формируют оценку среднего угла прихода сигнала, с учетом геометрии антенной решетки определяют фазовые коэффициенты элементов антенной решетки, используя сформированную оценку среднего угла прихода, отличающийся тем, что перед формированием комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки для каждого абонента осуществляют поиск сигнала абонента, находя временные положения сигналов лучей, выбирают луч, сигнал которого максимален по мощности, формируют последовательность оценок угла прихода сигнала, при этом для формирования каждой оценки угла прихода сигнала после формирования комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки для каждого из L различных направлений исследуемой угловой области формируют комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала на выходе антенной решетки, суммируя произведения комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки на соответствующие им комплексные коэффициенты каждого направления, формируют модули комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений и определяют максимальный из них, формируют нормированные модули комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений, находя отношения модулей комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений к максимальному модулю, после формирования комплексных весовых коэффициентов элементов антенной решетки в обратном канале для каждого из L различных направлений исследуемой угловой области формируют значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале, определяют максимальное из сформированных значений диаграммы направленности антенной решетки в

обратном канале, формируют нормированные значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L различных направлений, находя отношения значений диаграммы направленности к максимальному значению, решающую функцию для каждого из L различных направлений исследуемой угловой области формируют, осуществляя взвешенное суммирование нормированного модуля комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала на выходе антенной решетки и нормированного значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале, при определении направления максимума решающей функции получают оценку угла прихода сигнала, как направление максимума решающей функции, последовательность сформированных оценок угла прихода сигнала группируют в блоки, каждый из которых содержит M оценок угла прихода сигнала, формируют последовательность векторов распределения оценок угла прихода сигнала блоков, при этом для каждого блока по M сформированным оценкам угла прихода сигнала блока формируют вектор распределения оценок угла прихода сигнала блока длиной L, каждый элемент которого соответствует одному из L направлений исследуемой угловой области и равен количеству оценок угла прихода сигнала данного направления, из последовательности векторов распределения оценок угла прихода сигнала блоков формируют последовательность усредненных векторов распределения оценок угла прихода сигнала, используя скользящее окно, для каждого усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала определяют оценки нижней и верхней границ угловой области сигнала, оценку среднего угла прихода формируют по полученным оценкам нижней и верхней границ угловой области сигнала, после определения фазовых коэффициентов элементов антенной решетки формируют корреляционную матрицу сигналов элементов антенной решетки по найденным оценкам нижней и верхней границ угловой области сигнала, выполняют преобразование Холецкого сформированной корреляционной матрицы, получая нижнюю треугольную матрицу, определяют отношение амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки к амплитудному коэффициенту элемента антенной решетки, с которого передают пилот-сигнал, используя полученную нижнюю треугольную матрицу и фазовые коэффициенты элементов антенной решетки, по найденному отношению с учетом числа элементов антенной решетки определяют нормировочный коэффициент, определяют амплитудные коэффициенты элементов антенной решетки, умножая нормировочный коэффициент на отношение амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки к амплитудному коэффициенту элемента антенной решетки, с которого передают пилот-сигнал, сформированные амплитудные и фазовые коэффициенты элементов антенной решетки используют для передачи информационного сигнала абоненту.

2. Способ по п.1, отличающийся тем, что для оценки нижней и верхней границ угловой области сигнала определяют максимальный



элемент усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, определяют нижний и верхний элементы, как границы группы элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, при этом эта группа элементов включает максимальный элемент усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, и элементы группы превышают порог, однако, по каждую сторону от максимального элемента допустимы одиночные непревышения порога, а также одно групповое непревышение порога из двух или трех рядом расположенных элементов, определяют сумму элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, расположенных ниже нижнего элемента, и сумму элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, расположенных выше верхнего элемента, формируют корректирующую поправку для нижнего элемента, зависящую от суммы элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, расположенных ниже нижнего элемента, и корректирующую поправку для верхнего элемента, зависящую от суммы элементов усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, расположенных выше верхнего элемента, определяют поправочную величину для нижнего и верхнего элементов, зависящую от положения максимального элемента усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, определяют оценку нижней границы угловой области сигнала как разность угловой координаты, соответствующей нижнему элементу, и суммы корректирующей поправки для нижнего элемента и поправочной величины, определяют оценку верхней границы угловой области сигнала как сумму угловой координаты, соответствующей верхнему элементу, корректирующей поправки для верхнего элемента и поправочной величины.

3. Способ по п.1, отличающийся тем, что оценку среднего угла прихода формируют как полусумму оценок нижней и верхней границ угловой области сигнала.

4. Способ по п.1, отличающийся тем, что отношения амплитудных коэффициентов элементов антенной решетки к амплитудному коэффициенту элемента антенной решетки, с которого передают пилот-сигнал, равны между собой, и это отношение определяют как максимальную величину из интервала от 0 до 1, для которой отношение средних мощностей статистически некогерентного и статистически когерентного слагаемых модели информационного сигнала, полученного абонентом, не превышает заданную величину.

5. Способ формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки базовой станции, заключающийся в том, что при приеме сигнала абонента формируют комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала элементов антенной решетки, формируют комплексные весовые коэффициенты элементов адаптивной антенной решетки в обратном канале, для каждого из L различных направлений исследуемой угловой области формируют решающую функцию, определяют направление максимума решающей функции,

формируя оценку среднего угла прихода сигнала, с учетом геометрии антенной решетки определяют фазовые коэффициенты элементов антенной решетки, используя сформированную оценку среднего угла прихода, отличающийся тем, что перед формированием комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки для каждого абонента осуществляют поиск сигнала абонента, находя временные положения сигналов лучей, выбирают луч, сигнал которого максимален по мощности, оценку среднего угла прихода сигнала абонента формируют периодически, для чего после формирования комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки в обратном канале для каждого из L различных направлений исследуемой угловой области формируют комплексные корреляционные отклики пилот-сигнала на выходе антенной решетки, суммируя произведения комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала элементов антенной решетки на соответствующие им комплексные коэффициенты каждого направления, формируют модули комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений, формируют суммарный корреляционный отклик пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений, суммируя модули комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений, и определяют максимальный из них, формируют нормированные суммарные корреляционные отклики пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений, находя отношения суммарных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для L различных направлений к максимальному суммарному корреляционному отклику, после формирования комплексных весовых коэффициентов элементов антенной решетки в обратном канале для каждого из L различных направлений исследуемой угловой области формируют значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале, определяют максимальное из сформированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале, формируют нормированные значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L различных направлений, находя отношения значений диаграммы направленности к максимальному значению, решающую функцию для каждого из L различных направлений исследуемой угловой области формируют, осуществляя взвешенное суммирование нормированного суммарного корреляционного отклика пилот-сигнала на выходе антенной решетки и нормированного значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале, после формирования среднего угла прихода сигнала и фазовых коэффициентов элементов антенной решетки устанавливают амплитудные коэффициенты элементов антенной решетки равными между собой, амплитудные и фазовые коэффициенты элементов антенной решетки используют для передачи сигнала абоненту.

6. Способ по п.5, отличающийся тем, что при суммировании модулей комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки для  $L$  различных направлений число слагаемых устанавливают постоянным, либо выбирают адаптивно в зависимости от оценки частоты замираний сигнала.

7. Устройство формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки базовой станции, содержащее  $N$  корреляторов, генератор опорного сигнала, блок оценки угла прихода сигнала, блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале и блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале, причем первые входы корреляторов являются сигнальными и соединены со входами устройства, вторые входы корреляторов являются опорными и соединены с опорным выходом генератора опорного сигнала, отличающееся тем, что дополнительно введены  $L$  блоков расчета решающей функции направления, каждый из которых содержит  $N-1$  перемножителей, первый сумматор, блок вычисления модуля, блок комплексных коэффициентов направления и блок расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале, а также введены блок поиска, блок управления, первый и второй блоки нормировки, второй сумматор, блок масштабирования, блок формирования вектора распределения оценок угла прихода сигнала, блок формирования усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, блок анализа усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, причем первый вход блока поиска соединен с первым входом устройства, второй вход блока поиска является управляемым и соединен с выходом блока управления, выход блока поиска является выходом решающей функции поиска и соединен со входом блока управления, вход генератора опорного сигнала является управляемым и соединен с выходом блока управления, обеспечивающего синхронную работу блоков устройства, первые входы  $N-1$  перемножителей и первый вход первого сумматора являются первыми входами блока расчета решающей функции направления и соединены с выходами соответствующих им корреляторов, формирующих на этих выходах корреляционные отклики пилот-сигнала элементов антенной решетки, выходы перемножителей соединены со входами первого сумматора, начиная со второго по  $N$ , выход первого сумматора является выходом комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала данного направления на выходе антенной решетки и соединен со входом блока вычисления модуля, выход которого является выходом модуля комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала данного направления на выходе антенной решетки и первым выходом каждого блока расчета решающей функции направления и соединен с соответствующим входом первого блока нормировки, первый вход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале является вторым

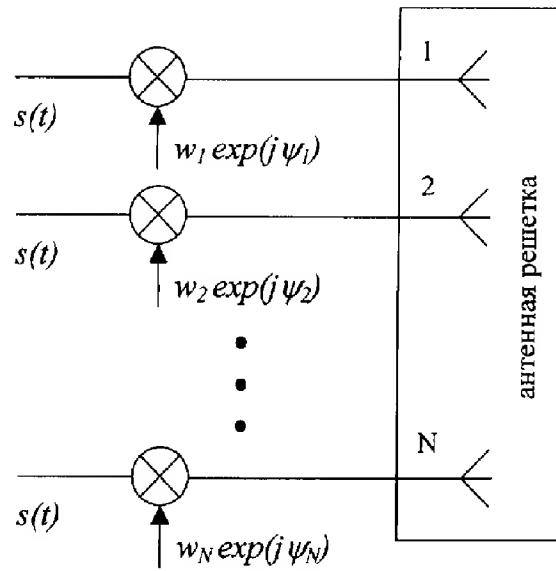
входом каждого блока расчета решающей функции направления и соединен с выходом блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале, формирующем на выходе весовые коэффициенты элементов антенной решетки в обратном канале, сигнальные входы блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале соединены с входами устройства, второй вход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале и вторые входы  $N-1$  перемножителей объединены и соединены с выходом блока комплексных коэффициентов направления, который является выходом комплексных коэффициентов данного направления, выход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале, который является вторым выходом блока расчета решающей функции направления и выходом значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале данного направления, соединен с соответствующим входом второго блока нормировки, выход первого блока нормировки, который является выходом нормированных модулей комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки всех  $L$  направлений, соединен с первым входом второго сумматора, выход второго блока нормировки является выходом нормированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале всех  $L$  направлений и соединен с входом блока масштабирования, выход блока масштабирования является выходом взвешенных нормированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для  $L$  направлений и соединен со вторым входом второго сумматора, выход второго сумматора является выходом значений решающей функции для  $L$  направлений и соединен со входом блока оценки угла прихода сигнала, выход которого является выходом оценки среднего угла прихода сигнала и соединен со входом блока формирования вектора распределения оценок угла прихода сигнала, формирующем на выходе последовательность векторов распределения оценок угла прихода сигнала, выход блока формирования вектора распределения оценок угла прихода сигнала соединен с первым входом блока формирования усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, второй вход которого является управляемым и соединен с выходом блока управления, выход блока формирования усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала является выходом последовательности усредненных векторов распределения оценок угла прихода сигнала, и соединен со входом блока анализа усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала, формирующем на своих выходах оценки верхней и нижней границы угловой области сигнала, выходы блока анализа усредненного вектора распределения оценок угла прихода сигнала соединены с соответствующими входами блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в

прямом канале, выходы блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале являются выходами амплитудных и фазовых коэффициентов элементов антенной решетки.

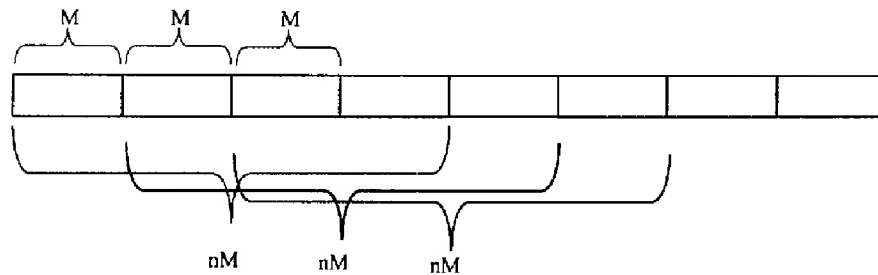
8. Устройство формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки базовой станции, содержащее N корреляторов, генератор опорного сигнала, блок оценки угла прихода сигнала, блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале и блок формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале, причем первые входы корреляторов являются сигнальными и соединены со входами устройства, вторые входы корреляторов являются опорными и соединены с опорным выходом генератора опорного сигнала, отличающееся тем, что дополнительно введены L блоков расчета решающей функции направления, каждый из которых содержит N-1 перемножителей, первый сумматор, блок вычисления модуля, сумматор со сбросом, блок комплексных коэффициентов направления и блок расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале, а также введены блок поиска, блок управления, первый и второй блоки нормировки, второй сумматор, блок масштабирования, причем первый вход блока поиска соединен с первым входом устройства, второй вход блока поиска является управляемым и соединен с выходом блока управления, выход блока поиска является выходом решающей функции поиска и соединен со входом блока управления, вход генератора опорного сигнала является управляемым и соединен с выходом блока управления, обеспечивающего синхронную работу блоков устройства, первые входы N-1 перемножителей и первый вход первого сумматора являются первыми входами блока расчета решающей функции направления и соединены с выходами соответствующих им корреляторов, формирующих на этих выходах корреляционные отклики пилот-сигнала элементов антенной решетки, выходы перемножителей соединены со входами первого сумматора, начиная со второго по N, выход первого сумматора является выходом комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала данного направления на выходе антенной решетки и соединен со входом блока вычисления модуля, выход которого является выходом модуля комплексного корреляционного отклика пилот-сигнала данного направления на выходе антенной решетки и соединен с первым входом сумматора со сбросом, второй вход которого является входом сигнала сброса и соединен с выходом блока управления, выход сумматора со сбросом является выходом суммарного

корреляционного отклика пилот-сигнала данного направления на выходе антенной решетки и первым выходом каждого блока расчета решающей функции направления и соединен с соответствующим входом первого блока нормировки, первый вход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале является вторым входом каждого блока расчета решающей функции направления и соединен с выходом блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале, формирующем на выходе весовые коэффициенты элементов антенной решетки в обратном канале, сигнальные входы блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в обратном канале соединены с входами устройства, второй вход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале и вторые входы N-1 перемножителей объединены и соединены с выходом блока комплексных коэффициентов направления, который является выходом комплексных коэффициентов данного направления, выход блока расчета дискретных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале, который является вторым выходом блока расчета решающей функции направления и выходом значения диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале данного направления, соединен с соответствующим входом второго блока нормировки, выход первого блока нормировки, который является выходом нормированных суммарных модулей комплексных корреляционных откликов пилот-сигнала на выходе антенной решетки всех L направлений, соединен с первым входом второго сумматора, выход второго блока нормировки является выходом нормированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале всех L направлений и соединен с входом блока масштабирования, выход блока масштабирования является выходом взвешенных нормированных значений диаграммы направленности антенной решетки в обратном канале для L направлений и соединен со вторым входом второго сумматора, выход второго сумматора является выходом значений решающей функции для L направлений и соединен со входом блока оценки угла прихода сигнала, выход которого является выходом оценки среднего угла прихода сигнала и соединен со входом блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале, выходы блока формирования вектора весовых коэффициентов антенной решетки в прямом канале являются выходами амплитудных и фазовых коэффициентов элементов антенной решетки.

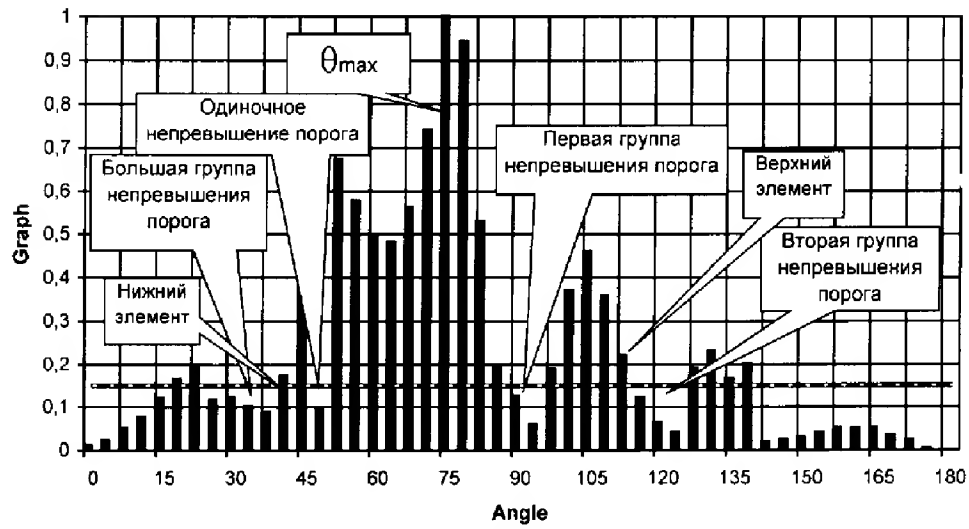
60



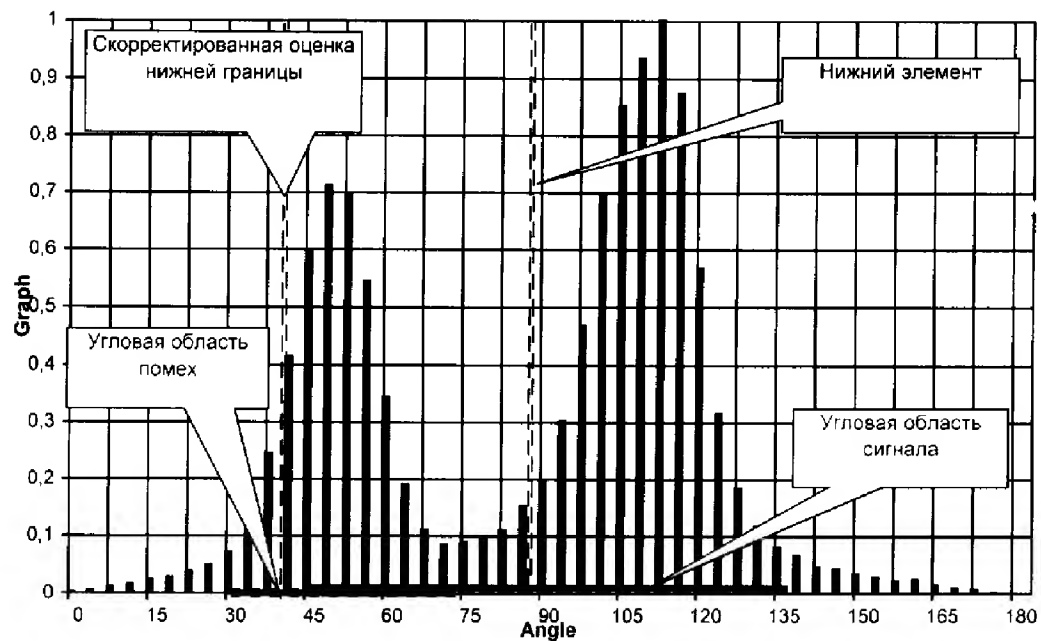
Фиг.2



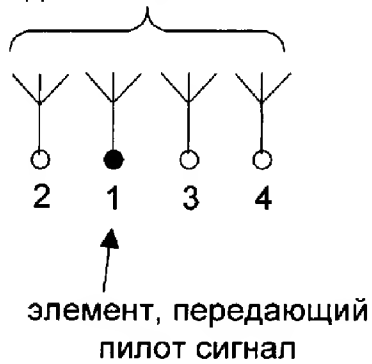
Фиг.3



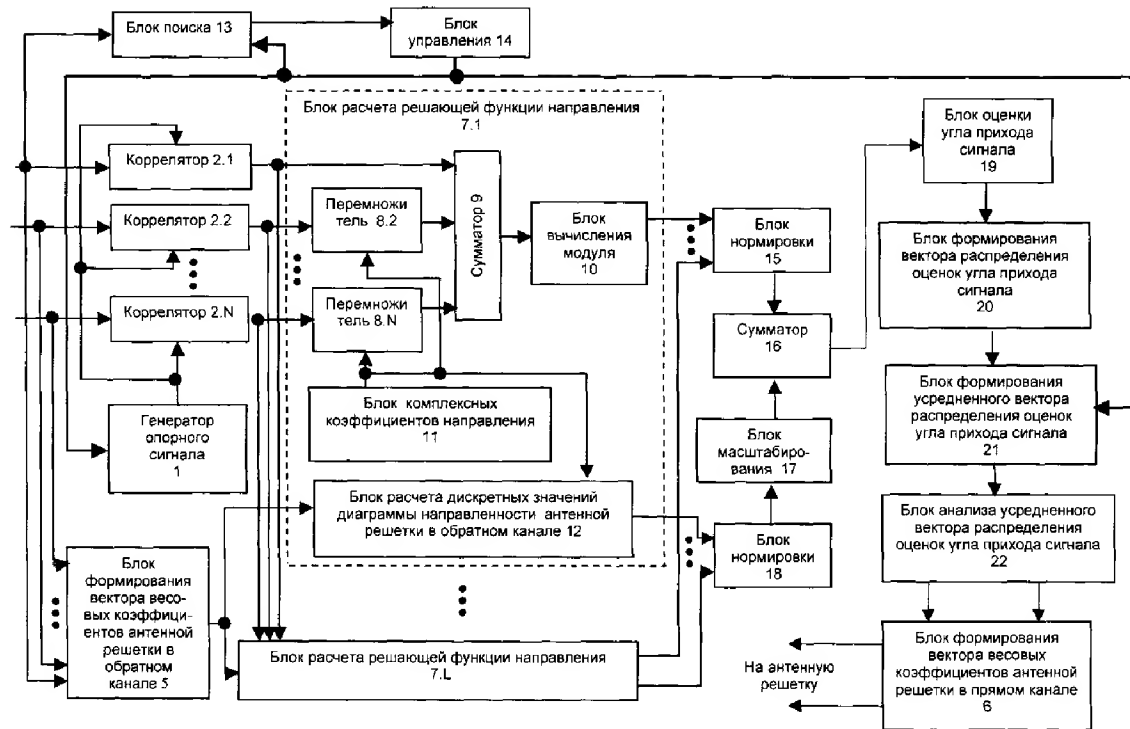
Фиг.4



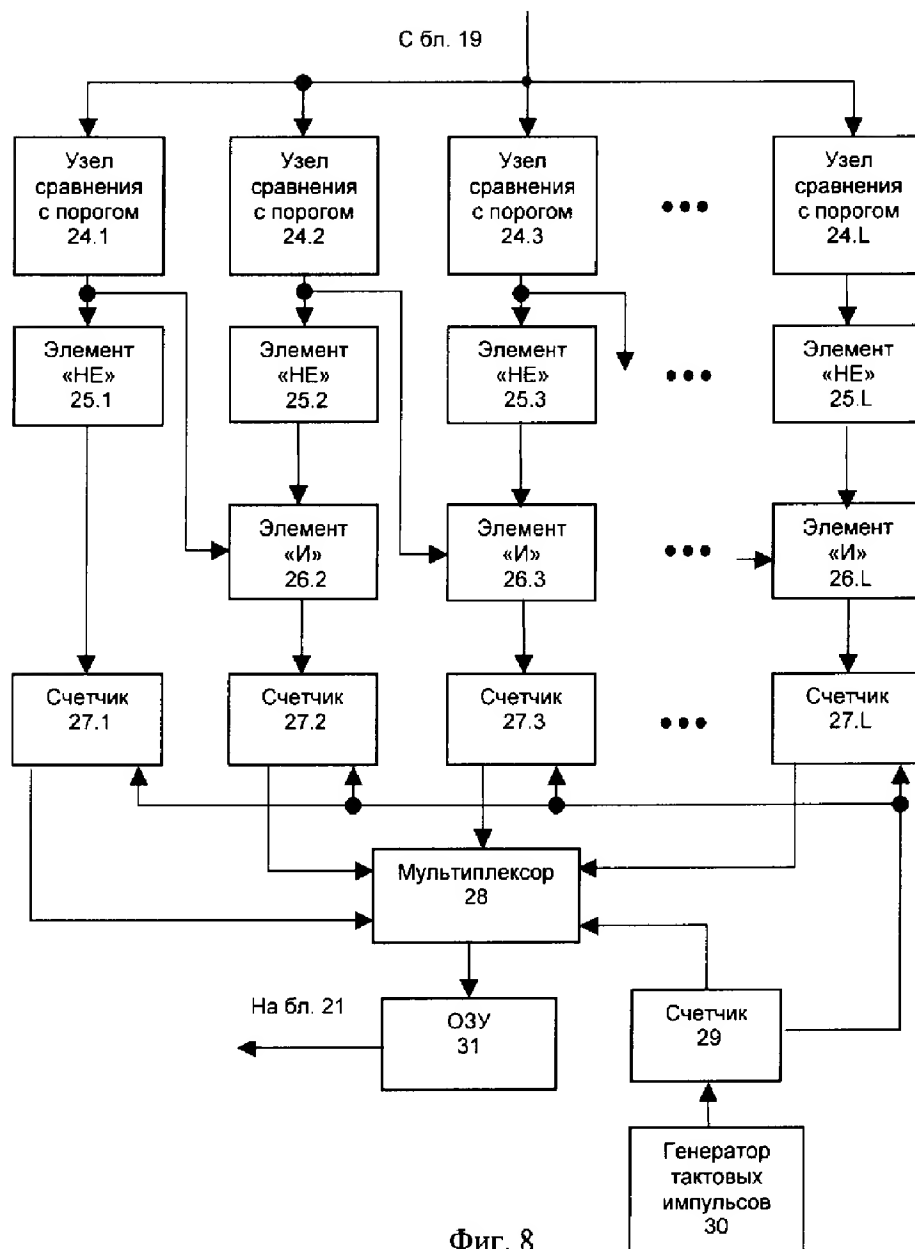
Фиг.5  
информационный сигнал  
передаётся всеми элементами



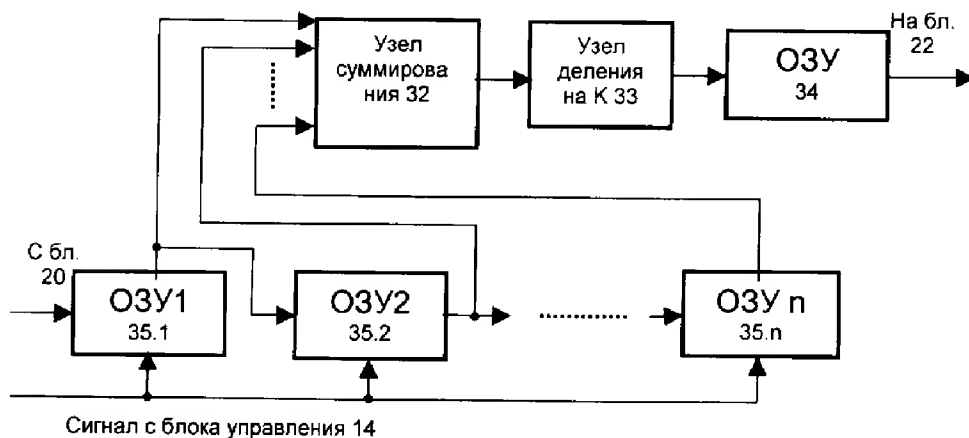
Фиг.6



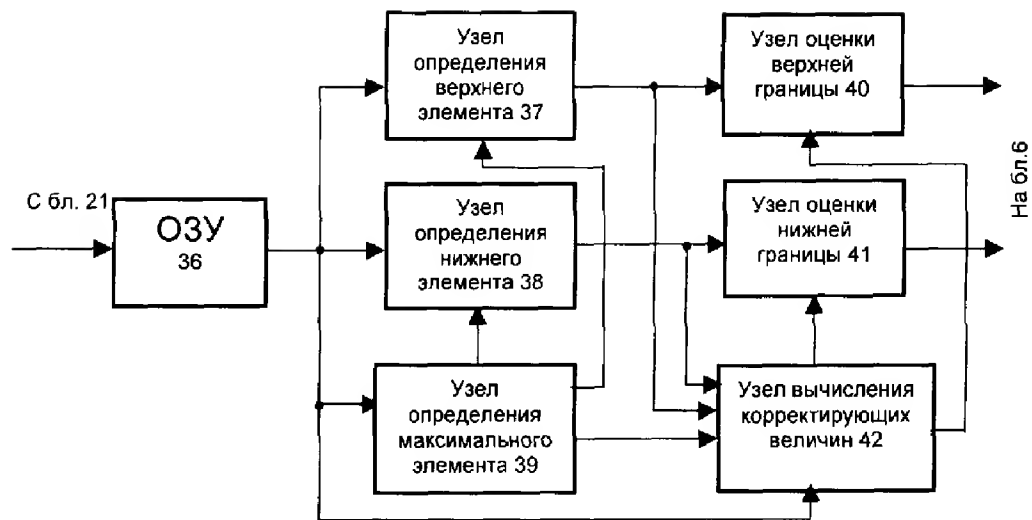
Фиг. 7



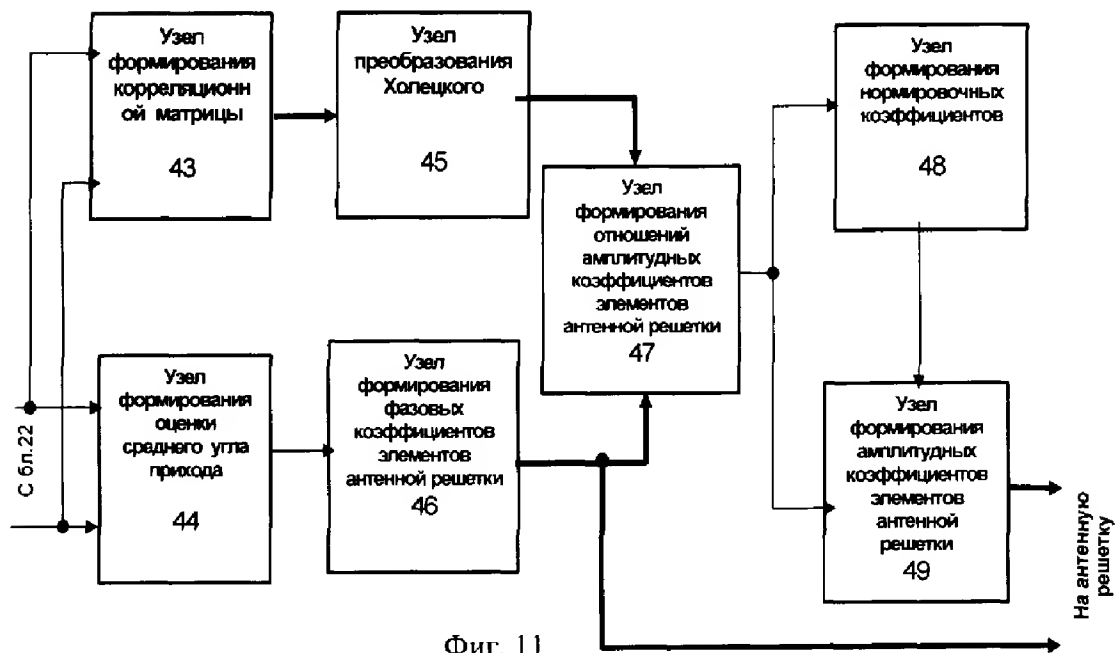
Фиг. 8



Фиг.9



Фиг. 10

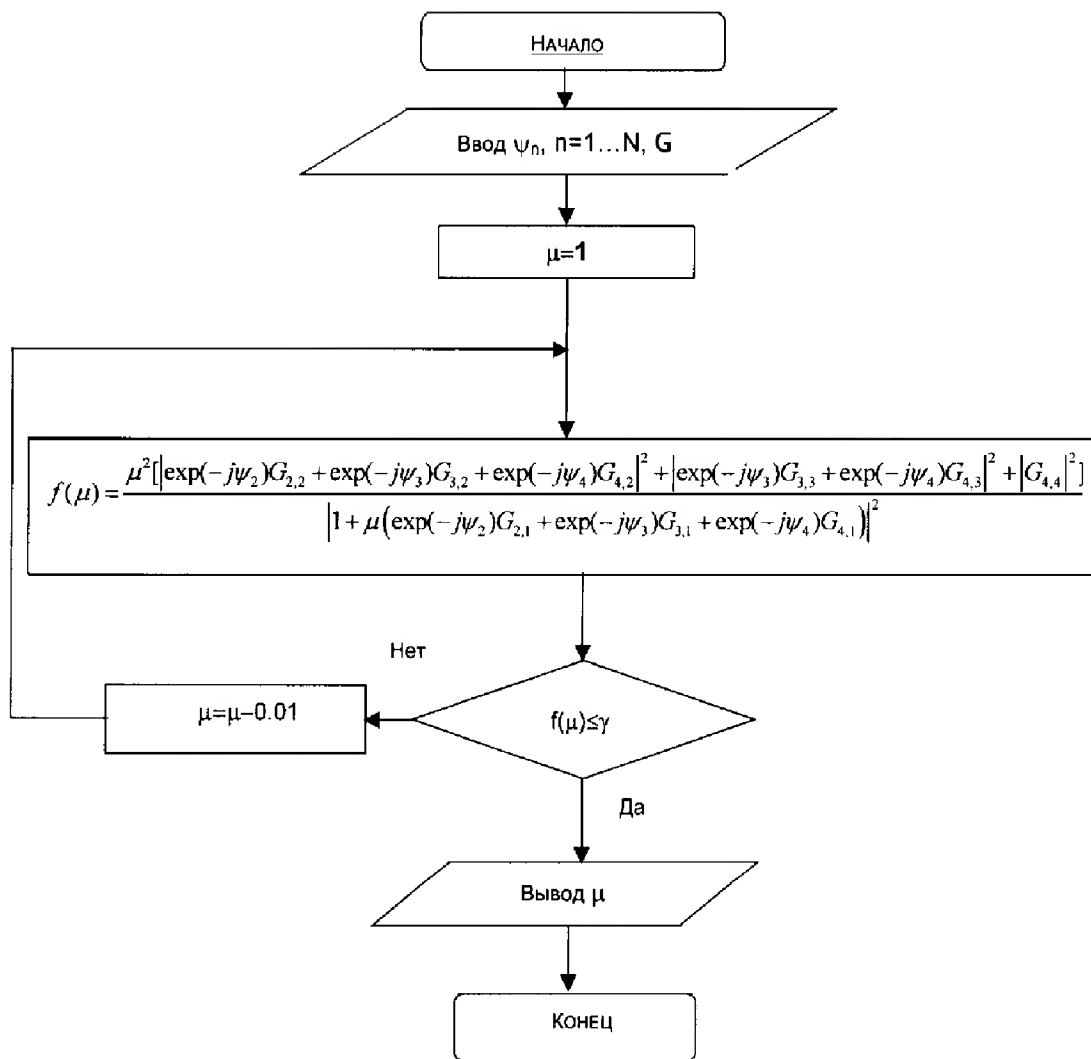


Фиг. 11

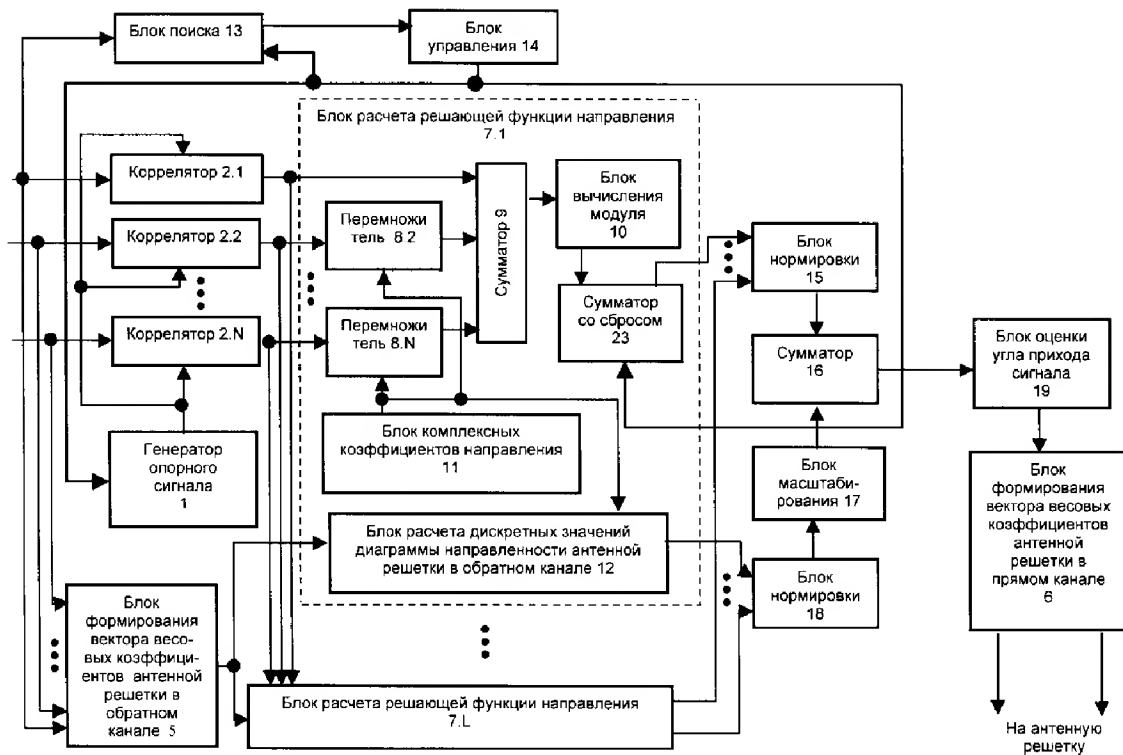
RU 2 237 379 C 2

RU 2 237 379 C 2

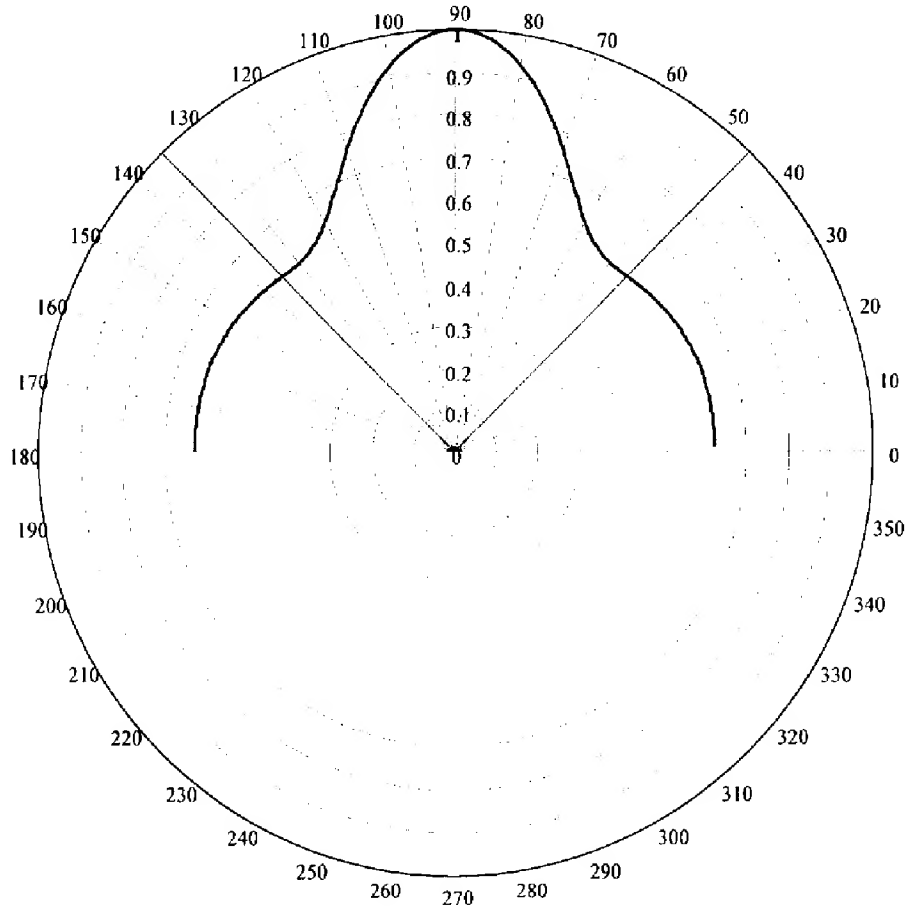




Фиг. 12

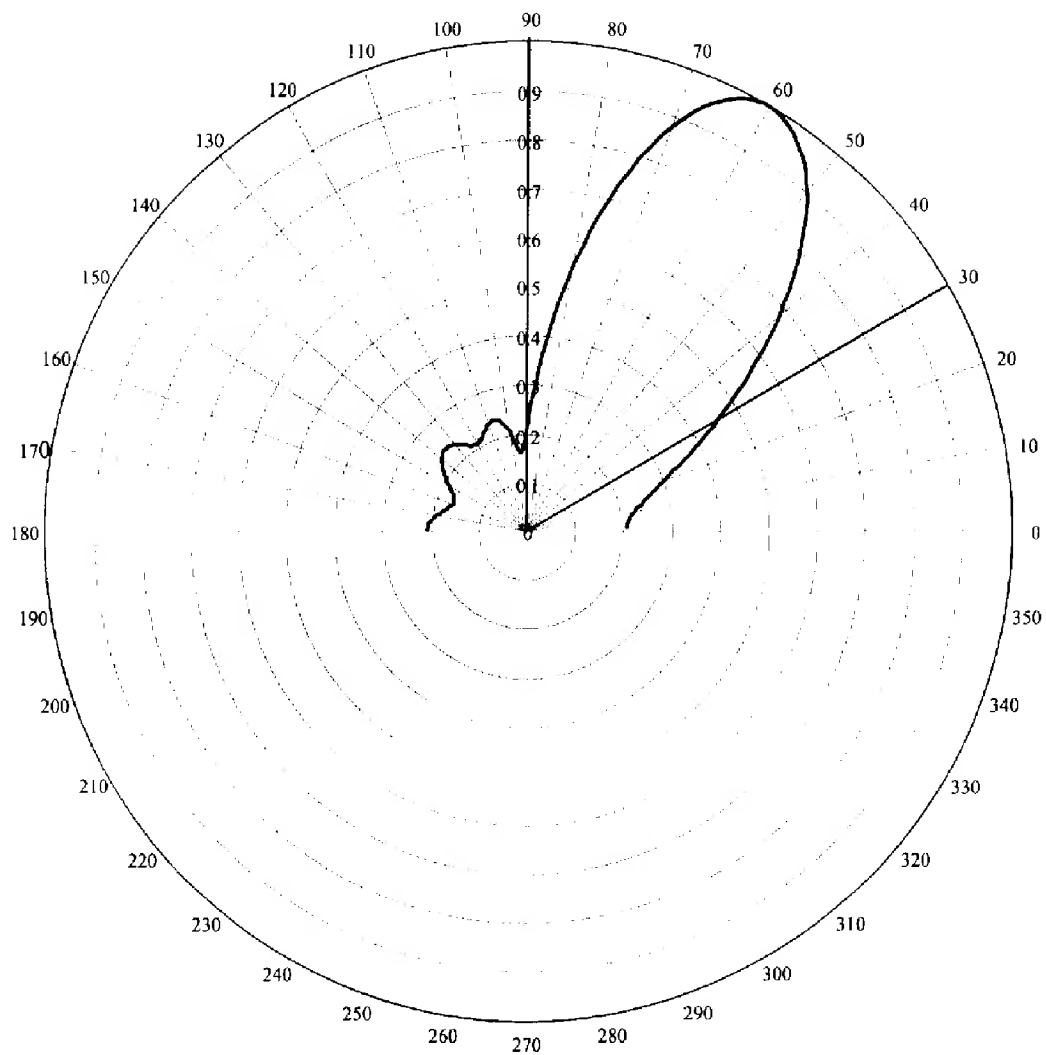


Фиг. 13



Фиг. 14

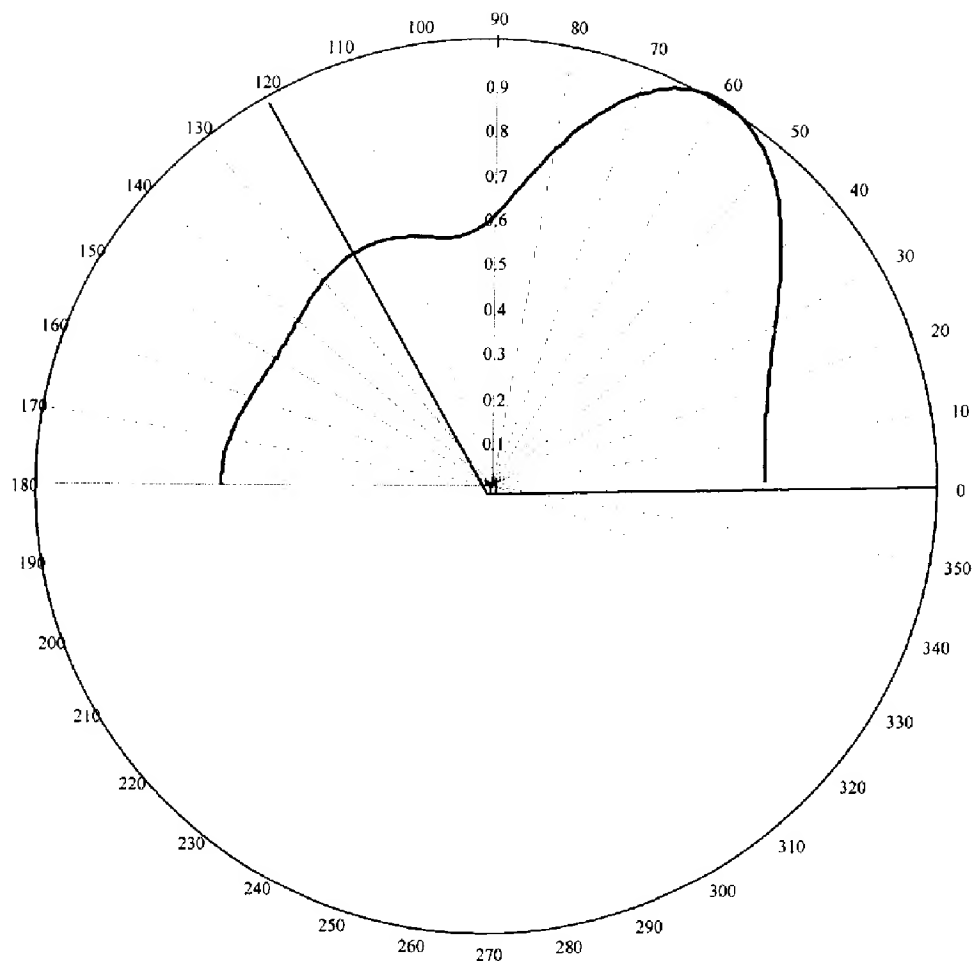
RU 2237379 C2



Фиг. 15

RU 2237379 C2

RU 2237379 C2



Фиг. 16

RU 2237379 C2

# DEVICE AND METHOD FOR GATING DATA TRANSFERRED OVER CONTROL CHANNEL IN CDMA COMMUNICATION SYSTEM

**Publication number:** RU2242091 (C2)  
**Publication date:** 2004-12-10  
**Inventor(s):** CHOJ KHO-KIU [KR]; PARK CHANG-SOO [KR]; KHVANG SUNG-OKH [KR]; LI KHIUN-VOO [KR]; AKHN DZAE-MIN [KR]; KIM JOUN-SUN [KR]; MOON KHI-CHAN [KR]; PARK SEONG-ILL [KR]  
**Applicant(s):** SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD (KR)  
**- international:** H04J13/00; H04J13/00; (IPC1-7): H04J13/00  
**- European:**  
**Application number:** RU20020108117 20001002  
**Priority number(s):** KR19990043128 19991002; KR19990044627 19991014; KR19990053187 19991126

## Abstract of RU 2242091 (C2)

FIELD: control data transfer over downlink and/or uplink in mobile communication system using base station and/or mobile station. ^ SUBSTANCE: proposed method affording minimal time required to resynchronize base station, discontinuous transmission of uplink allocated physical control channel, and transfer of transmission control bits for uplink includes following operations. In one of its alternatives base station checks for data designed for transfer to mobile station over downlink. If any data designed for transfer over downlink are absent during predetermine time interval, base station actuates random gating position device to specify gating time step position in random manner, control data are passed in time step of desired position, and control data residing in other positions of time step are cut off. Device for selecting random position specifies gating clock position by computing 'x' value for which purpose frame system number is multiplied by certain definite integer number; prior to gating in plurality of time intervals used for generating downlink signal, it selects n bits starting from position spaced from starting point of scrambling code by 'x' items of code whose period equals one frame and specifies gating clock position of respective group of gating clocks by modulo scaling of chosen n bits, where modulus value in modulo scaling equals number of time steps in group of gating clocks. ^ EFFECT: enhanced system capacity, reduced noise level, enhanced service life of mobile station storage battery, reduced noise level. ^ 31 cl, 49 dwg

|                           |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
|---------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Patent/Publication Number | TW 200718128                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |
| Title                     | Techniques to transmit data rate control signals for multi-carrier wireless systems                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                    |
| Issued/Publication Date   | 2007/05/01                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             |
| Application Date          | 2006/07/17                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             |
| Application Number        | 095126107                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                              |
| IPC                       | H04L-029/02(200601);H04L-027/26(200601)                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                |
| Inventor                  | <u>ZHOU, FEI FRANK</u> US;<br><u>RONG, ZHI-GANG</u> US;<br><u>PI, ZHOU-YUE</u> US;<br><u>MA, LIN L.</u> US                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             |
| Applicant                 | NOKIA CORPORATIONFI                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                    |
| Priority Number           | 20050718US20050700095P<br>20060628US20060478555                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
| Abstract                  | Various embodiments are disclosed relating to techniques to transmit data rate control signals for multicarrier wireless systems. According to an example embodiment, a wireless apparatus may be adapted to transmit at least a first data rate control (DRC) value via an In-phase (I) channel and at least a second DRC value via a Quadrature-phase (Q) channel. The first DRC value may be associated with a first forward link carrier and the second DRC value may be associated with a second forward link carrier. In this manner, DRC values may be transmitted over both the I and Q channels, for example. |

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局(43) 国際公開日  
2005 年 3 月 3 日 (03.03.2005)

PCT

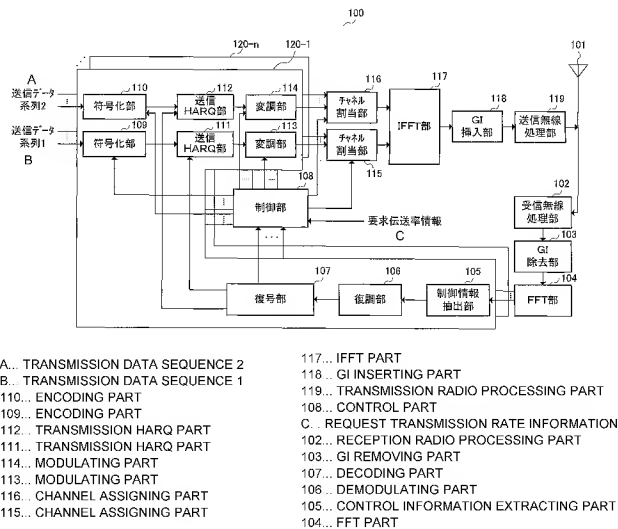
(10) 国際公開番号  
WO 2005/020488 A1

- (51) 国際特許分類<sup>7</sup>: H04J 11/00 (72) 発明者; および  
(21) 国際出願番号: PCT/JP2004/012309 (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 西尾 昭彦  
(22) 国際出願日: 2004 年 8 月 20 日 (20.08.2004) (NISHIO, Akihiko).  
(25) 国際出願の言語: 日本語 (74) 代理人: 鷺田 公一 (WASHIDA, Kimihito); 〒2060034  
(26) 国際公開の言語: 日本語 東京都多摩市鶴牧1丁目24-1 新都市センタービル5階  
(30) 優先権データ: (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が Tokyo (JP).  
特願2003-295971 2003 年 8 月 20 日 (20.08.2003) JP  
(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 松下電  
器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUS-  
TRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大  
字門真1006番地 Osaka (JP).

[続葉有]

(54) Title: RADIO COMMUNICATION APPARATUS AND SUBCARRIER ASSIGNMENT METHOD

(54) 発明の名称: 無線通信装置及びサブキャリア割り当て方法



(57) Abstract: A radio communication apparatus wherein data to be scheduled are selected according to data type so as to improve the transmission efficiency, reduce power consumption and realize a high-speed signal processing. In the apparatus, a control part (108) schedules a transmission data sequence (1) based on both CQI received from communication terminal apparatuses and the request transmission rate information of each of the communication terminal apparatuses, thereby assigning the transmission data sequence (1) to a subcarrier of a good quality and also assigning a transmission data sequence (2) to a predetermined subcarrier. A channel assigning part (115) assigns the data of the transmission data sequence (1) to a subcarrier designated by the control part (108). A channel assigning part (116) assigns the data of the transmission data sequence (2) to a subcarrier designated by the control part (108).

(57) 要約: スケジューリングするデータをデータ種別に応じて選択することにより、伝送効率を向上させることができるとともに省電力化及び信号処理の高速化を図る無線通信装置を開示する。この装置において、制御部(108)は、通信端末装置から送られてきたCQI及び通信端末装置毎の要求伝送率情報に基づいて、送信データ系列1についてスケジューリングを行うことにより、送信データ系列1を品質が良好なサブキャリアに割り当てるとともに、送信データ系列2を

[続葉有]



SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US,  
UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN,  
TD, TG).

(84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF,

添付公開書類:

- 国際調査報告書
- 補正書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。



## 明細書

## 無線通信装置及びサブキャリア割り当て方法

## 5 技術分野

本発明は、無線通信装置及びサブキャリア割り当て方法に関し、例えばOFDMにより複数のサブキャリアにデータを割り当てる無線通信装置及びサブキャリア割り当て方法に関する。

## 10 背景技術

従来、高速パケット伝送の要求を満たすシステムとして、beyond 3Gシステムとして検討されているOFDMやMC-CDMA等のマルチキャリア伝送がある。マルチキャリア伝送においては、適応変調やスケジューリングをサブキャリア毎に行なうことにより、各移動局へ送信するデータを通信帯域幅内の受信品質が良好な一部のサブキャリアに周波数スケジューリングにより割り当てることにより、周波数利用効率を向上させることができる。

基地局装置において、各移動局へ送信するデータを受信品質が良好なサブキャリアに割り当てることにより周波数スケジューリングを行うため、移動局は、全サブキャリア分についてのサブキャリア毎の個別のチャネル品質情報であるCQI (Channel Quality Indicator) を基地局装置に報告する。基地局装置は各移動局からのCQIを考慮して所定のスケジューリングアルゴリズムに従って、各移動局について使用するサブキャリアと変調方式及び符号化率を決定する。例えば、特開2002-252619号公報には、基地局が、複数の移動局に対して同時に送信する場合に、全ユーザからの全サブキャリアのCQIを用いてスケジューリングを行なう技術が記載されている。

具体的には、基地局装置は、CQIに基づいて、各ユーザに適切な多数の

サブキャリアを割り当てて（周波数分割ユーザ多重）、各サブキャリアにMCS（Modulation and Coding Scheme）を選択するというシステムである。即ち、基地局装置は、回線品質に基づき、各ユーザの所望の通信品質（例えば最低伝送率、誤り率）を満たすことができるとともに、最も周波数利用効率の高くなるサブキャリアを割り当て、各サブキャリアに対して高速なMCSを選択してデータの送信を行うことにより、多ユーザにおいて高いスループットを実現することができる。

MCSの選択には、あらかじめ決定されているMCS選択用テーブルが用いられる。MCS選択用テーブルは、MCS毎に、CIR（Carrier to Interference Ratio：搬送波対干渉波比）などの受信品質とパケットエラーレート（PER：Packet Error Rate）またはビットエラーレート（BER：Bit Error Rate）などの誤り率との対応関係を示したものである。MCS選択の際は、測定された受信品質に基づいて所望の誤り率を満たすことができるMCSを選択する。

図1は、基地局装置にて各データをサブキャリアブロックに割り当てた場合において、周波数と時間との関係を示す図である。図1より、基地局装置は、スケジューリングにより全てのデータをサブキャリアブロック#10～#14に割り当てる。

しかしながら、サブキャリアブロック毎にスケジューリング及び適応変調を行う場合において、通信端末装置はサブキャリア毎のCQIを基地局装置へ報告する必要があるため、通信端末装置から基地局装置へ送信される制御情報量が膨大になるために伝送効率が低下するという問題がある。また、通信端末装置は受信品質を測定してCQIを生成する処理を行う必要があるとともに、基地局装置は受け取ったCQIを用いてサブキャリア毎のスケジューリング及び適応変調等の処理を行う必要があるため、基地局装置及び通信端末装置における信号処理が膨大になることにより、省電力化及び信号処理の高速化を図ることができないという問題がある。

## 発明の開示

本発明の目的は、スケジューリングするデータをデータ種別に応じて選択することにより、伝送効率を向上させることができるとともに省電力化及び  
5 信号処理の高速化を図ることができる無線通信装置及びサブキャリア割り当て方法を提供することである。

本発明の一形態によれば、無線通信装置は、各通信相手の受信品質を示す受信品質情報及び各通信相手の要求伝送率を示す要求伝送率情報に基づいてスケジューリングにより選択されたサブキャリアに所定の条件を満たす第1  
10 データを割り当て、一方あらかじめ決められたサブキャリアに前記第1データと異なるデータである第2データを割り当てるサブキャリア割り当て手段と、前記サブキャリア割り当て手段によりサブキャリアに割り当てられた前記第1データ及び前記第2データを送信する送信手段と、を具備する。

本発明の他の形態によれば、基地局装置は、本発明に係る無線通信装置を  
15 具備する。

本発明のさらに他の形態によれば、サブキャリア割り当て方法は、各通信相手の受信品質を示す受信品質情報及び各通信相手の要求伝送率を示す要求伝送率情報に基づいてスケジューリングにより選択されたサブキャリアに所定の条件を満たす第1データを割り当てるステップと、あらかじめ決められた  
20 サブキャリアに前記第1データと異なるデータである第2データを割り当てるステップと、を具備する。

## 図面の簡単な説明

図1は、従来のデータをサブキャリアに割り当てた状態を示す図、  
25 図2は、本発明の実施の形態1に係る無線通信装置の構成を示すブロック図、

図3は、本発明の実施の形態1に係る通信端末装置の構成を示すブロック

図、

図 4 は、本発明の実施の形態 1 に係るデータをサブキャリアに割り当てた状態を示す図、

図 5 は、本発明の実施の形態 1 に係るデータをサブキャリアに割り当てた状態を示す図、

図 6 A は、本発明の実施の形態 1 に係るデータをサブキャリアに割り当てた状態を示す図、

図 6 B は、本発明の実施の形態 1 に係るデータをサブキャリアに割り当てた状態を示す図、

図 7 A は、本発明の実施の形態 1 に係るデータをサブキャリアに割り当てた状態を示す図、

図 7 B は、本発明の実施の形態 1 に係るデータをサブキャリアに割り当てた状態を示す図、

図 8 は、本発明の実施の形態 2 に係る無線通信装置の構成を示すブロック図、

図 9 は、本発明の実施の形態 2 に係る無線通信装置の動作を示すフロー図、

図 10 は、本発明の実施の形態 3 に係る無線通信装置の構成を示すブロック図、

図 11 は、本発明の実施の形態 3 に係る無線通信装置の動作を示すフロー図、

図 12 は、本発明の実施の形態 4 に係る無線通信装置の構成を示すブロック図、

図 13 は、本発明の実施の形態 4 に係る無線通信装置の動作を示すフロー図、

図 14 は、本発明の実施の形態 4 に係る無線通信装置の動作を示すフロー図、

図 1 5 は、本発明の実施の形態 5 に係る無線通信装置の構成を示すブロック図、

図 1 6 は、本発明の実施の形態 5 に係るデータをサブキャリアに割り当てた状態を示す図、

5 図 1 7 は、本発明の実施の形態 5 に係るデータをサブキャリアに割り当てた状態を示す図、

図 1 8 は、本発明の実施の形態 6 に係る無線通信装置の構成を示すブロック図、

10 図 1 9 は、本発明の実施の形態 7 に係る無線通信装置の構成を示すブロック図、

図 2 0 は、本発明の実施の形態 7 に係る無線通信装置の動作を示すフロー図、である。

発明を実施するための最良の形態

15 以下、本発明の実施の形態について、図面を参照して詳細に説明する。

(実施の形態 1)

図 2 は、本発明の実施の形態 1 に係る無線通信装置 1 0 0 の構成を示すブロック図である。

20 制御情報抽出部 1 0 5、復調部 1 0 6、復号部 1 0 7、符号化部 1 0 9、符号化部 1 1 0、送信 H A R Q (Hybrid Automatic Repeat Request) 部 1 1 1、送信 H A R Q 部 1 1 2、変調部 1 1 3 及び変調部 1 1 4 は、送信データ処理部 1 2 0 - 1 ~ 1 2 0 - n を構成する。送信データ処理部 1 2 0 - 1 ~ 1 2 0 - n は、ユーザ数設けられるものであり、各送信データ処理部 1 2 0 - 1 ~ 1 2 0 - n は、1 ユーザに送信する送信データの処理を行う。

25 受信無線処理部 1 0 2 は、アンテナ 1 0 1 にて受信した受信信号を無線周波数からベースバンド周波数へダウンコンバート等してガードインターバル(以下「G I」と記載する)除去部 1 0 3 へ出力する。

G I 除去部 1 0 3 は、受信無線処理部 1 0 2 から入力した受信信号から G I を除去して高速フーリエ変換（以下「F F T ; Fast Fourier Transform」  
と記載する）部 1 0 4 へ出力する。

5 F F T 部 1 0 4 は、G I 除去部 1 0 3 から入力した受信信号をシリアルデータ形式からパラレルデータ形式に変換した後、F F T 処理を行い、ユーザ毎の受信信号として制御情報抽出部 1 0 5 へ出力する。

制御情報抽出部 1 0 5 は、F F T 部 1 0 4 から入力した受信信号より制御情報を抽出して復調部 1 0 6 へ出力する。

10 復調部 1 0 6 は、制御情報抽出部 1 0 5 から入力した制御情報を復調して復号部 1 0 7 へ出力する。

復号部 1 0 7 は、復調部 1 0 6 から入力した受信信号を復号化して復号後の受信データに含まれるサブキャリア毎の C Q I を制御部 1 0 8 へ出力する。また、復号部 1 0 7 は、復調部 1 0 6 から入力した受信信号を復号化して、復号後の受信データに含まれる送信データ系列 1 に対する N A C K 信号または A C K 信号を送信 H A R Q 部 1 1 1 へ出力するとともに、復号後の受信データに含まれる送信データ系列 2 の N A C K 信号または A C K 信号を送信 H A R Q 部 1 1 2 へ出力する。

サブキャリア及び M C S 割り当て手段である制御部 1 0 8 は、使用可能なサブキャリア数及び各通信端末装置の要求伝送率を把握しており、復号部 1  
20 0 7 から入力した各ユーザの通信端末装置の受信品質情報である C Q I より、各通信端末装置の要求伝送率を満たすように、周波数スケジューリングにより送信データ系列 1 を割り当てるサブキャリアを選択するとともに、周波数スケジューリングを行わずに送信データ系列 2 を割り当てる所定のサブキャリアを選択する。ここで、送信データ系列 1 を割り当てるサブキャリアは  
25 、通信帯域幅内の特定の周波数の周辺のサブキャリアであり、送信データ系列 2 を割り当てるサブキャリアは、通信帯域幅内全体に渡って分散した複数のサブキャリアである。また、送信データ系列 1 のデータは、例えば各ユー

ザの通信端末装置に個別に送信する個別データであり、送信データ系列 2 のデータは、例えば複数のユーザの通信端末装置に共通に送信する共通データ（例えば、BroadcastデータまたはMulticastデータ）である。なお、送信データ系列 1 は、個別データに限らず、高速伝送が要求される高速データまたは低速移動中の通信端末に送信するデータ等の周波数スケジューリング及び適応変調の効果が得られる任意のデータを用いることが可能である。また、送信データ系列 2 は、共通データに限らず、要求される伝送速度が低速なデータまたは高速移動中の通信端末装置に送信するデータ等の同一伝送レートで連続送信する必要のあるデータ、または周波数スケジューリングの効果が低く、周波数ダイバーシチの効果によりビット誤り率が向上されるデータであれば任意のデータを用いることが可能である。

また、制御部 108 は、周波数スケジューリングを行う送信データ系列 1 について、復号部 107 から入力した各ユーザの通信端末装置の CQI より、変調多値数及び符号化率等の MCS を適応的に選択する。即ち、制御部 108 は、CQI と変調方式及び CQI と符号化率を関係付けた MCS 選択用情報を保存するテーブルを保持しており、各ユーザの通信端末装置から送られてきたサブキャリア毎の CQI を用いて、MCS 選択用情報を参照することにより、サブキャリア毎に変調方式及び符号化率を選択する。そして、制御部 108 は、送信データ系列 1 のデータについて、送信データ系列 1 を割り当てる各サブキャリアについての選択した符号化率情報を符号化部 109 へ出力し、送信データ系列 1 を割り当てる各サブキャリアについての選択した変調方式情報を変調部 113 へ出力する。

また、制御部 108 は、周波数スケジューリングされない送信データ系列 2 について、サブキャリア毎の CQI が通信端末装置から報告されない場合には、要求伝送率などによりあらかじめ決められた符号化率と変調方式を用いる。そして、制御部 108 は、あらかじめ決められた符号化率である符号化率情報を符号化部 110 に出力し、あらかじめ決められた変調方式である

変調方式情報を変調部 114 に出力する。一方、制御部 108 は、通信帯域内の全てのサブキャリアの平均の受信品質を示す 1 個の CQI が入力した場合には、入力した CQI より MCS 選択用情報を参照して符号化率と変調方式を選択し、選択した符号化率情報を符号化部 110 に出力するとともに、

5 選択した変調方式情報を変調部 114 へ出力する。

さらに、制御部 108 は、周波数スケジューリングにより送信データ系列 1 を割り当てたサブキャリアの情報をチャネル割当部 115 へ出力するとともに、周波数スケジューリングを行わない送信データ系列 2 に対してはあらかじめ決められたサブキャリアを割り当て、サブキャリアの情報をチャネル

10 割当部 116 へ出力する。ここで、要求伝送率とは、例えば全通信端末装置が要求する単位時間毎のデータ量に対する 1 ユーザの通信端末装置が要求する単位時間毎のデータ量の割合の情報である。なお、送信データ系列 1 及び送信データ系列 2 をサブキャリアに割り当てる方法は、後述する。

符号化部 109 は、制御部 108 から入力した符号化率情報に基づいて、

15 入力した送信データ系列 1（第 1 データ）を符号化して送信 HARQ 部 111 へ出力する。

符号化部 110 は、制御部 108 から入力した符号化率情報に基づいて、入力した送信データ系列 2（第 2 データ）を符号化して送信 HARQ 部 112 へ出力する。

送信 HARQ 部 111 は、符号化部 109 から入力した送信データ系列 1 を変調部 113 へ出力するとともに、変調部 113 へ出力した送信データ系列 1 を一時的に保持する。そして、送信 HARQ 部 111 は、復号部 107 から NACK 信号が入力した場合には、通信端末装置より再送要求されているため、一時的に保持している出力済みの送信データ系列 1 を再度変調部 1

20 13 へ出力する。一方、送信 HARQ 部 111 は、復号部 107 から ACK 信号が入力した場合には、新規な送信データを変調部 113 へ出力する。

送信 HARQ 部 112 は、符号化部 110 から入力した送信データ系列 2



を変調部 1 1 4 へ出力するとともに、変調部 1 1 4 へ出力した送信データ系列 1 を一時的に保持する。そして、送信 HARQ 部 1 1 2 は、復号部 1 0 7 から NACK 信号が入力した場合には、通信端末装置より再送要求されているため、一時的に保持している出力済みの送信データ系列 2 を再度変調部 1 1 4 へ出力する。一方、送信 HARQ 部 1 1 2 は、復号部 1 0 7 から ACK 信号が入力した場合には、新規な送信データを変調部 1 1 4 へ出力する。

変調部 1 1 3 は、制御部 1 0 8 から入力した変調方式情報に基づいて、送信 HARQ 部 1 1 1 から入力した送信データ系列 1 を変調してチャネル割当部 1 1 5 へ出力する。

10 変調部 1 1 4 は、制御部 1 0 8 から入力した変調方式情報に基づいて、送信 HARQ 部 1 1 2 から入力した送信データ系列 2 を変調してチャネル割当部 1 1 6 へ出力する。

チャネル割当部 1 1 5 は、制御部 1 0 8 から入力したサブキャリアの情報に基づいて、変調部 1 1 3 から入力した送信データ系列 1 をサブキャリアに  
15 割り当てて逆高速フーリエ変換（以下「IFFT ; Inverse Fast Fourier Transform」と記載する）部 1 1 7 へ出力する。

チャネル割当部 1 1 6 は、制御部 1 0 8 から入力したサブキャリアの情報に基づいて、変調部 1 1 4 から入力した送信データ系列 2 をサブキャリアに割り当てて IFFT 部 1 1 7 へ出力する。

20 IFFT 部 1 1 7 は、チャネル割当部 1 1 5 から入力した送信データ系列 1 及びチャネル割当部 1 1 6 から入力した送信データ系列 2 を IFFT して GI 挿入部 1 1 8 へ出力する。

GI 挿入部 1 1 8 は、IFFT 部 1 1 7 から入力した送信データ系列 1 及び送信データ系列 2 に GI を挿入して送信無線処理部 1 1 9 へ出力する。

25 送信無線処理部 1 1 9 は、GI 挿入部 1 1 8 から入力した送信データ系列 1 及び送信データ系列 2 をベースバンド周波数から無線周波数にアップコンバート等してアンテナ 1 0 1 より送信する。

なお、無線通信装置 100 は、図示しない符号化部により制御用データを符号化するとともに、図示しない変調部により制御情報を変調することにより制御情報を通信端末装置へ送信する。ここで、制御情報は、変調方式情報、符号化率情報及び割り当てられたサブキャリアの情報であるスケジューリング情報等から構成される。また、制御情報は一連のデータ伝送前に送信することもできるし、データ伝送と同時に送信データ系列 2 の一つとして送信することもできる。

次に、通信端末装置 200 の構成について、図 3 を用いて説明する。図 3 は、通信端末装置 200 の構成を示すブロック図である。

10 受信無線処理部 202 は、アンテナ 201 にて受信した受信信号を無線周波数からベースバンド周波数へダウンコンバート等して G I 除去部 203 へ出力する。

G I 除去部 203 は、受信無線処理部 202 から入力した受信信号より G I を除去して F F T 部 204 へ出力する。

15 F F T 部 204 は、G I 除去部 203 から入力した受信信号をシリアルデータ形式からパラレルデータ形式に変換した後、パラレルデータ形式に変換された各々のデータを拡散コードにより逆拡散し、さらに F F T して復調部 205 及び受信品質測定部 206 へ出力する。

20 復調部 205 は、F F T 部 204 から入力した受信信号を復調処理して受信 H A R Q 部 207 へ出力する。

受信品質測定部 206 は、F F T 部 204 から入力した受信信号より受信品質を測定し、測定した受信品質情報を C Q I 生成部 213 へ出力する。即ち、受信品質測定部 206 は、C I R (Carrier to Interferer Ratio) または S I R (Signal to Interferer Ratio) 等の任意の受信品質を示す測定値を求め、求めた測定値を受信品質情報として C Q I 生成部 213 へ出力する。

受信 H A R Q 部 207 は、復調部 205 から入力した受信信号が新規デー

タであれば前記受信信号のすべてまたは一部を保存するとともに、前記受信信号を復号部 208 へ出力する。前記受信信号が再送データであれば、前回までに保存していた受信信号と合成した後に保存するとともに、合成した受信信号を復号部 208 へ出力する。

- 5      復号部 208 は、受信 HARQ 部 207 から入力した受信信号を復号化してユーザデータとして出力する。また、復号部 208 は、誤り検出復号を行い、制御情報判定部 209 及び ACK/NACK 生成部 210 へ出力する。誤り検出は、CRC (Cyclic Redundancy Check) を用いることが可能である。なお、誤り検出は、CRC に限らず任意の誤り検出方法を適用することが可能である。
- 10

- 制御情報判定部 209 は、復号部 208 から入力した受信信号より制御情報を抽出し、抽出した制御情報より自分宛てのユーザデータが周波数スケジューリングされているか否かを判定する。そして、制御情報判定部 209 は、周波数スケジューリングされている場合には、各サブキャリアの CQI を生成するように CQI 生成部 213 を制御する。また、制御情報判定部 209 は、周波数スケジューリングされていない場合には、CQI を生成しないように CQI 生成部 213 を制御するか、または通信帯域内の全てのサブキャリアの平均した受信品質を示す CQI を 1 個生成するように CQI 生成部 213 を制御する。ここで、周波数スケジューリングされていない場合とは
- 15
- 20      、無線通信装置 100 においてあらかじめ決められたサブキャリアが割り当てられたことを意味する。

- ACK/NACK 生成部 210 は、復号部 208 から入力した誤り検出結果情報より、再送が必要であれば誤り判定信号である NACK 信号を生成し、再送が必要でない場合には誤り判定信号である ACK 信号を生成し、生成
- 25
- した NACK 信号または ACK 信号を符号化部 211 へ出力する。

符号化部 211 は、ACK/NACK 生成部 210 から入力した NACK 信号または ACK 信号を符号化して変調部 212 へ出力する。

変調部 2 1 2 は、符号化部 2 1 1 から入力した N A C K 信号または A C K 信号を変調して多重部 2 1 6 へ出力する。

C Q I 生成部 2 1 3 は、周波数スケジューリングされている場合において、制御情報判定部 2 0 9 より C Q I を生成するように制御された場合には、

5 受信品質測定部 2 0 6 から入力した受信品質情報と受信品質に応じて複数設定される C Q I 選択用のしきい値とを比較して、サブキャリア毎に C Q I を選択して生成する。即ち、C Q I 生成部 2 1 3 は、複数の C Q I 選択用のしきい値により区切られた受信品質を示す測定値の所定領域毎に、異なる C Q I が割り当てられた C Q I 選択用情報を保存した参照テーブルを有しており

10 、受信品質測定部 2 0 6 から入力した受信品質情報を用いて C Q I 選択用情報を参照することにより C Q I を選択する。C Q I 生成部 2 1 3 は、1 つのサブキャリアに対して 1 つの C Q I を生成する。そして、C Q I 生成部 2 1 3 は、生成した C Q I を符号化部 2 1 4 へ出力する。また、C Q I 生成部 2 1 3 は、周波数スケジューリングされていない場合において、制御情報判定

15 部 2 0 9 より通信帯域内の全てのサブキャリアの平均の受信品質を示す C Q I を生成するように制御された場合には、受信品質測定部 2 0 6 から入力した各サブキャリアの受信品質情報より平均の受信品質を求め、求めた平均の受信品質を示す C Q I を 1 個生成して符号化部 2 1 4 へ出力する。一方、C Q I 生成部 2 1 3 は、周波数スケジューリングされていない場合において、

20 制御情報判定部 2 0 9 より C Q I を生成しないように制御された場合には、C Q I を生成しない。

符号化部 2 1 4 は、C Q I 生成部 2 1 3 から入力した C Q I を符号化して変調部 2 1 5 へ出力する。

変調部 2 1 5 は、符号化部 2 1 4 から入力した C Q I を変調して多重部

25 2 1 6 へ出力する。

多重部 2 1 6 は、変調部 2 1 5 から入力した C Q I 及び変調部 2 1 2 から入力した N A C K 信号または A C K 信号を多重して送信データを生成し、生

成した送信データを I F F T 部 2 1 7 へ出力する。なお、多重部 2 1 6 は、変調部 2 1 5 から C Q I が入力しない場合には、A C K 信号または N A C K 信号のみを I F F T 部 2 1 7 へ出力する。

I F F T 部 2 1 7 は、多重部 2 1 6 から入力した送信データを I F F T し  
5 て G I 挿入部 2 1 8 へ出力する。

G I 挿入部 2 1 8 は、I F F T 部 2 1 7 から入力した送信データに G I を挿入して送信無線処理部 2 1 9 へ出力する。

送信無線処理部 2 1 9 は、G I 挿入部 2 1 8 から入力した送信データをベースバンド周波数から無線周波数へアップコンバート等してアンテナ 2 0 1  
10 より送信する。

なお、上記の無線通信装置 1 0 0 及び通信端末装置 2 0 0 の説明においては、割当ての単位をサブキャリアとして説明したが、複数のサブキャリアをまとめたサブキャリアブロックとすることも可能である。

次に、無線通信装置 1 0 0 におけるサブキャリアを割り当てる方法について、図 4 及び図 5 を用いて説明する。図 4 は、送信データ系列 1 と送信データ系列 2 とがフレーム毎に周波数多重された場合の周波数と時間との関係を示す図であり、図 5 は、送信データ系列 1 と送信データ系列 2 とがフレーム毎に時間多重された場合の周波数と時間との関係を示す図である。

ここで、サブキャリア毎の周波数スケジューリング及び適応変調を行うと  
20 、制御情報量が膨大になるとともに、無線通信装置 1 0 0 及び通信端末装置 2 0 0 における信号処理が膨大になる。そこで、一般的には、フェージング変動の相関性が高い連続した複数のサブキャリアをまとめてサブキャリアブロックとし、サブキャリアブロック単位にて周波数スケジューリング及び適応変調を行う。

25 最初に、送信データ系列 1 と送信データ系列 2 とが周波数多重された場合について説明する。図 4 より、所定の通信帯域幅において、ユーザ 1 の通信端末装置へ送信する送信データ系列 1 のデータは、サブキャリアブロック #

301に割り当てられ、ユーザ2の通信端末装置へ送信する送信データ系列1のデータは、サブキャリアブロック#305に割り当てられるとともに、ユーザnの通信端末装置へ送信する送信データ系列1のデータは、サブキャリアブロック#306に割り当てられる。一方、ユーザ1～nの中から任意  
5 に選択した複数ユーザの通信端末装置へ共通に送信する送信データ系列2のデータは、時間多重されたチャネル#302、#303、#304に割り当てられるとともに、チャネル#302、#303、#304は、各サブキャリアブロック#301、#305、#306の間のサブキャリアに割り当てられる。チャネル#302、#303、#304は、通信帯域幅全体に渡つ  
10 て分散した複数のサブキャリアに割り当てられる。これにより、送信データ系列2のデータは周波数ダイバーシチの効果が得られ、この場合、割り当てられるサブキャリアが多くてかつ割り当てられるサブキャリアの周波数が分散しているほど周波数ダイバーシチの効果は大きくなる。

次に、送信データ系列1と送信データ系列2とが時間多重された場合について説明する。送信データ系列1と送信データ系列2とを時間多重する第1  
15 の方法は、図5より、所定の通信帯域幅において、ユーザ1の通信端末装置へ送信する送信データ系列1のデータは、サブキャリアブロック#404に割り当てられ、ユーザ2の通信端末装置へ送信する送信データ系列1のデータは、サブキャリアブロック#405に割り当てられるとともに、ユーザn  
20 の通信端末装置へ送信する送信データ系列1のデータは、サブキャリアブロック#406に割り当てられる。一方、ユーザ1～nの中から任意に選択した複数ユーザの通信端末装置へ共通に送信する送信データ系列2のデータは、周波数多重されたチャネル#401、#402、#403に割り当てられる。チャネル#401、#402、#403は、通信帯域幅全体に渡って分散した複数のサブキャリアに割り当てられる。これにより、送信データ系列  
25 2のデータは周波数ダイバーシチの効果が得られ、この場合、割り当てられるサブキャリアが多くてかつ割り当てられるサブキャリアの周波数が分散し

ているほど周波数ダイバーシチの効果は大きくなる。

また、送信データ系列 1 と送信データ系列 2 とを時間多重する第 2 の方法は、タイムスロット単位でチャネル構成を設定する。即ち、周波数スケジューリングを行う送信データ系列 1 を伝送するためのタイムスロットと周波数  
5 スケジューリングを行わない送信データ系列 2 を伝送するためのタイムスロットとをあらかじめ決めておき、送信データ系列 1 のデータを割り当てるタイムスロット数と送信データ系列 2 のデータを割り当てるタイムスロット数とを、トラフィック量、送信データ系列の性質または伝搬路環境に応じて変更する。例えば、図 4、図 5 のようなチャネル構成で送信データ系列 1 に割り  
10 当てるリソースを減らし、送信データ系列 2 に割り当てるリソースを増やしたいときには、それぞれの MCS に対して 1 チャネル（例えばサブキャリアブロック # 301）で伝送できるビット数が減少してしまい、制御局などの上位レイヤのデータ送出量の変更が必要になるなど、他の機能に対する影響が大きくなり複雑な制御が必要となる。しかし、第 2 の方法のように、タイム  
15 ムスロット単位でチャネル構成を設定するようにしておくと、タイムスロット数だけを変えるだけでよいので、1 チャネルで伝送されるビット数は変わらないため、他の機能に対して影響を与えず簡単な制御でよくなる。

次に、送信データ系列 1 及び送信データ系列 2 の各サブキャリアへの割り当て方法、及び各サブキャリアに割り当てられた送信データ系列 1 及び送信  
20 データ系列 2 を送信する場合における SIR の変動による影響について、図 6 A、図 6 B、図 7 A 及び図 7 B を用いて説明する。送信データ系列 1 及び送信データ系列 2 のサブキャリアへの割り当て方法は、図 6 A、B と図 7 A、B との 2 通りが考えられる。図 6 A、B は、送信データ系列 1 を周波数スケジューリングによりサブキャリアに割り当てるとともに、送信データ系列  
25 2 を特定の周波数のサブキャリアの周辺のサブキャリアのみに割り当てた場合を示すものである。また、図 7 A、B は、送信データ系列 1 を周波数スケジューリングによりサブキャリアに割り当てるとともに、送信データ系列 2

を通信帯域幅全体に渡る複数のサブキャリアに分散して割り当てた場合を示すものである。図 6 A、図 6 B、図 7 A 及び図 7 B において、縦軸は受信 S I R であり、周波数選択性フェージングによって周波数方向の変動が生じている。

- 5      最初に、送信データ系列 1 をスケジューリングによりサブキャリアに割り当てるとともに、送信データ系列 2 を特定の周波数のサブキャリアの周辺のサブキャリアのみに割り当てた図 6 A、B の場合について説明する。図 6 A に示すように、時刻 T 1 において、送信データ系列 1 のデータ # 5 0 1 は、スケジューリングにより通信帯域幅内の一部のサブキャリアのみに割り当てられており、送信データ系列 2 のデータ # 5 0 2 は、あらかじめ決められている特定の周波数の周辺のサブキャリアにのみ割り当てられている。

- 10      図 6 B に示すように、時刻 T 2 において、送信データ系列 2 のデータ # 5 0 2 が割り当てられているサブキャリアの周波数の S I R は、フェージング変動により時刻 T 1 よりもさらに落ち込んでおり、送信データ系列 1 のデータ # 5 0 1 は、スケジューリングにより時刻 T 1 とは異なるさらに受信品質が良好なサブキャリアに割り当てられる。一方、送信データ系列 2 のデータ # 5 0 2 は、あらかじめ決められたサブキャリアに割り当てられるため、S I R が落ち込んででもそのまま同じサブキャリアに割り当てられる。このように、送信データ系列 2 のデータ # 5 0 2 を特定の周波数のサブキャリアの周辺のサブキャリアのみに割り当てた場合は、S I R が長時間落ち込んだ際には、誤り訂正符号化の効果も減少し、送信データ系列 2 のデータ # 5 0 2 を通信端末装置にて誤りなく復号することができない可能性が高い。

- 25      次に、送信データ系列 1 を周波数スケジューリングによりサブキャリアに割り当てるとともに、送信データ系列 2 を通信帯域幅全体に渡る複数のサブキャリアに分散して割り当てた図 7 A、B の場合について説明する。図 7 A に示すように、時刻 T 1 において、送信データ系列 1 のデータ # 6 0 2 は、スケジューリングにより通信帯域幅内の一部のサブキャリアのみに割り当て



られており、送信データ系列2のデータ#601a～#601eは、あらかじめ決められている通信帯域幅全体に渡る複数のサブキャリアに分散して割り当てられている。時刻T1において、フェージング変動によりデータ#601eが割り当てられているサブキャリアの周波数のSIRが落ち込んでい  
5 るが、同一データであるデータ#601a～#601dが割り当てられているサブキャリアの周波数のSIRは落ち込んでいないため、通信端末装置は、誤り訂正符号化の効果により送信データ系列2のデータ#601a～#601eを誤りなく受信することができる。また、送信データ系列1のデータ#602は、スケジューリングによりSIRが落ち込まない周波数のサブキャリアに割り当てられる。  
10

図7Bに示すように、時刻T2において、伝搬環境が変化した場合、フェージング変動によりデータ#601e及びデータ#601bが割り当てられているサブキャリアの周波数のSIRが落ち込んでいるが、同一データであるデータ#601a、#601c、#601dが割り当てられているサブキャリアの周波数のSIRは落ち込んでいない。このため、通信端末装置において受信処理を行う際には、誤り訂正符号化の効果によってデータ#601e及びデータ#601bのデータも含めた送信データ系列2のデータを誤りなく復号することができる。また、送信データ系列1のデータ#502は、スケジューリングにより、時刻T1にて割り当てられた周波数のサブキャリアとは異なるSIRが落ち込まない周波数のサブキャリアに割り当てられる。  
15  
20

このように、本実施の形態1によれば、送信データ系列1をスケジューリングによりサブキャリアに割り当てるとともに、送信データ系列2をあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てるので、送信データ系列2を送信する通信端末装置からサブキャリア毎のCQIを送ってもらう必要がないので、  
25 伝送データ量に対する制御情報量を少なくすることができるため伝送効率を向上させることができる。

また、本実施の形態 1 によれば、送信データ系列 2 を送信する通信端末装置にてサブキャリア毎の C Q I を生成する必要がないとともに、基地局装置にて送信データ系列 2 をスケジューリングしてサブキャリアに割り当てる必要がないので、基地局装置及び通信端末装置における信号処理の高速化を図ることができる。

また、本実施の形態 1 によれば、通信帯域幅全体に渡る複数のサブキャリアに分散して送信データ系列 2 を割り当てることにより周波数ダイバーシチの効果が得られるので、フェージング変動等の影響を受けないことにより誤り率特性を向上させることができ、さらに再送回数を減らすことができるので全体のスループットを向上させることができる。また、送信データ系列 1 を伝送するためのタイムスロット数と送信データ系列 2 を伝送するためにタイムスロット数とをトラヒック量等に応じて変更する場合には、各データを伝送するタイムスロット数を増減させるだけで良いので、処理を簡単に行うことができる。

#### 15 (実施の形態 2)

図 8 は、本発明の実施の形態 2 に係る無線通信装置 7 0 0 の構成を示すブロック図である。

本実施の形態 2 に係る無線通信装置 7 0 0 は、図 2 に示す実施の形態 1 に係る無線通信装置 1 0 0 において、図 8 に示すように、データ量測定部 7 0 1 及び使用チャネル判定部 7 0 2 を追加する。なお、図 8 においては、図 2 と同一構成である部分には同一の符号を付してその説明は省略する。

制御情報抽出部 1 0 5、復調部 1 0 6、復号部 1 0 7、符号化部 1 0 9、符号化部 1 1 0、送信 H A R Q (Hybrid Automatic Repeat Request) 部 1 1 1、送信 H A R Q 部 1 1 2、変調部 1 1 3、変調部 1 1 4、データ量測定部 7 0 1 及び使用チャネル判定部 7 0 2 は、送信データ処理部 7 0 3 - 1 ~ 7 0 3 - n を構成する。送信データ処理部 7 0 3 - 1 ~ 7 0 3 - n は、ユーザ数分だけ設けられるものであり、各送信データ処理部 7 0 3 - 1 ~ 7 0 3

—n は、1 ユーザに送信する送信データの処理を行う。

データ量測定部 701 は、送信データのデータ量を測定して、測定結果を使用チャネル判定部 702 へ出力する。データ量測定部 701 は、制御を簡単にするために、データ伝送を開始する前にデータ量の測定を行う。そして  
5     、データは、伝送が終わるまでは同じ使用チャネルを用いて伝送される。なお、データ量測定部 701 の測定結果は、伝送を開始する前にあらかじめ通信端末装置へ通知される。

使用チャネル判定部 702 は、データ量測定部 701 から入力した測定結果としきい値とを比較して使用するチャネルを選択する。即ち、使用チャネル  
10     判定部 702 は、測定結果がしきい値以上であれば周波数スケジューリングにより受信品質が良好なサブキャリアに割り当てられるデータのチャネルを選択して送信データ系列 1 のデータとして符号化部 109 へ出力し、測定結果がしきい値未満であればあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てられるデータのチャネルを選択して送信データ系列 2 のデータとして符号化  
15     部 110 へ出力する。

次に、無線通信装置 700 の動作について、図 9 を用いて説明する。図 9 は、無線通信装置 700 の動作を示すフロー図である。

最初に、データ量測定部 701 は、データ量を測定する（ステップ S T 801）。

20     次に、使用チャネル判定部 702 は、測定したデータ量としきい値とを比較して、データ量がしきい値以上であるか否かを判定する（ステップ S T 802）。

データ量がしきい値以上である場合には、使用チャネル判定部 702 は、受信品質の良好なサブキャリアにデータを割り当てることを決定する（ステップ S T 803）。

25     一方、データ量がしきい値未満である場合には、使用チャネル判定部 702 は、あらかじめ決められたサブキャリアにデータを割り当てること（固定

割り当て)を決定する(ステップS T 8 0 4)。

次に、無線通信装置700は、サブキャリアに割り当てたデータを送信する(ステップS T 8 0 5)。なお、データを各サブキャリアへ割り当てる方法は、データ量がしきい値以上のデータはサブキャリアブロックへ割り当てるとともに、データ量がしきい値未満のデータはあらかじめ決められたサブキャリアへ割り当てる以外は、図4及び図5と同一であるのでその説明は省略する。

このように、本実施の形態2によれば、上記実施の形態1の効果に加えて、データ量が大容量のデータは、周波数スケジューリングにより品質の良好なサブキャリアに割り当てて変調多値数が多い変調方式を用いて変調することができるので、大容量のデータを高速で送信することができるとともに、データを受信した通信端末装置は、誤りなくデータを復号することができる。

また、本実施の形態2によれば、データ量が低容量のデータは、通信帯域幅内の全体に渡るあらかじめ決められた複数のサブキャリアにデータを割り当てるので、通信端末装置からサブキャリア毎のCQIを送ってもらう必要がなく、送信データ量に対する制御情報量を少なくすることができるため伝送効率を向上させることができる。また、データを受信した通信端末装置は周波数ダイバーシチの効果により誤りなくデータを復号することができる。

(実施の形態3)

図10は、本発明の実施の形態3に係る無線通信装置900の構成を示すブロック図である。

本実施の形態3に係る無線通信装置900は、図2に示す実施の形態1に係る無線通信装置100において、図10に示すように、パイロット信号抽出部901、移動速度推定部902及び使用チャネル判定部903を追加する。なお、図10においては、図2と同一構成である部分には同一の符号を付してその説明は省略する。

制御情報抽出部 105、復調部 106、復号部 107、符号化部 109、  
符号化部 110、送信 HARQ (Hybrid Automatic Repeat Request) 部 1  
11、送信 HARQ 部 112、変調部 113、変調部 114、パイロット信  
号抽出部 901、移動速度推定部 902 及び使用チャネル判定部 903 は、  
5 送信データ処理部 904-1 ~ 904-n を構成する。送信データ処理部 9  
04-1 ~ 904-n は、ユーザ数分だけ設けられるものであり、各送信デ  
ータ処理部 904-1 ~ 904-n は、1 ユーザに送信する送信データの処  
理を行う。

パイロット信号抽出部 901 は、FFT 部 104 から入力した通信端末装  
10 置の受信信号より、パイロット信号を抽出して移動速度推定部 902 へ出力  
する。

移動速度推定部 902 は、パイロット信号抽出部 901 から入力したパイ  
ロット信号より、パイロット信号のフェージング変動量を求めて、求めた変  
動量より通信端末装置の移動速度を推定する。そして、移動速度推定部 90  
15 2 は、推定結果として通信端末装置の移動速度情報を使用チャネル判定部 9  
03 へ出力する。

使用チャネル判定部 903 は、移動速度推定部 902 から入力した移動速  
度情報としきい値とを比較して、使用するチャネルを選択する。即ち、使用  
チャネル判定部 903 は、推定した通信相手の移動速度がしきい値未満であ  
20 れば、周波数スケジューリングにより受信品質が良好なサブキャリアに割り  
当てられるデータのチャネルを選択して送信データ系列 1 のデータとして符  
号化部 109 へ出力し、推定した通信相手の移動速度がしきい値以上であれ  
ば、あらかじめ決められたサブキャリアに割り当てられるデータのチャネル  
を選択して送信データ系列 2 のデータとして符号化部 110 へ出力する。

25 次に、無線通信装置 900 の動作について、図 11 を用いて説明する。図  
11 は、無線通信装置 900 の動作を示すフロー図である。

最初に、パイロット信号抽出部 901 は受信信号よりパイロット信号を抽

出し、移動速度推定部 902 は抽出されたパイロット信号のフェージング変動量より通信端末装置の移動速度を推定する（ステップ S T 1 0 0 1）。

次に、使用チャネル判定部 903 は、推定した移動速度としきい値とを比較して、移動速度がしきい値未満であるか否かを判定する（ステップ S T 1  
5 0 0 2）。

移動速度がしきい値未満である場合には、制御部 108 は、周波数スケジューリングにより品質の良好なサブキャリアにデータを割り当てることを決定する（ステップ S T 1 0 0 3）。移動速度がしきい値未満である場合に周波数スケジューリングを用いる理由は、通信端末装置の移動によるフェージング変動の速さが通信端末装置からの C Q I の報告周期に比べて十分小さい場合には、制御部 108 においてサブキャリアを適応的に割り当てる際の C Q I の精度が良いため周波数スケジューリングが効果的になるためである。

一方、移動速度がしきい値未満でない場合には、制御部 108 は、あらかじめ決められたサブキャリアにデータを割り当てること（固定割り当て）を  
15 決定する（ステップ S T 1 0 0 4）。移動速度がしきい値未満でない場合（移動速度がしきい値以上である場合）に周波数スケジューリングを用いないようにする理由は、通信端末装置の移動によるフェージング変動の速さが通信端末装置からの C Q I の報告周期に比べて大きくなるような場合には、制御部 108 においてサブキャリアを適応的に割り当てる際の C Q I の精度が  
20 悪いため周波数スケジューリングによって返って劣化してしまうためである。このような場合には、サブキャリア毎の C Q I が不要な、周波数ダイバーシチが得られるように固定的に割当られたチャネルを用いる方が高効率な伝送が可能となる。

次に、無線通信装置 900 は、サブキャリアに割り当てたデータを送信する（ステップ S T 1 0 0 5）。なお、データを各サブキャリアへ割り当てる方法は、移動速度がしきい値未満の通信端末装置へ送信するデータはサブキャリアブロックへ割り当てるとともに、移動速度がしきい値以上の通信端末

装置へ送信するデータはあらかじめ決められたサブキャリアへ割り当てる以外は、図 4 及び図 5 と同一であるのでその説明は省略する。

このように、本実施の形態 3 によれば、上記実施の形態 1 の効果に加えて、移動速度が小さい通信端末装置へ送信するデータは、周波数スケジューリングにより品質の良好なサブキャリアに割り当てて変調多値数が多い変調方式を用いて変調することができるので、データを高速で効率よく送信することができるとともに、データを受信した通信端末装置は、誤りなくデータを復調することができる。

また、本実施の形態 3 によれば、移動速度が大きい通信端末装置へ送信するデータは、通信帯域幅内の全体に渡るあらかじめ決められた複数のサブキャリアにデータを割り当てるので、データを受信した通信端末装置は周波数ダイバーシチの効果により誤りなくデータを復調することができる。

なお、本実施の形態 3 において、通信端末装置の移動速度を推定してしきい値と比較することとしたが、これに限らず、時間方向のフェージング速度を推定してしきい値と比較するようにしても良い。また、移動速度情報を通信端末装置から報告してもらうようにしてもよい。

#### (実施の形態 4)

図 1 2 は、本発明の実施の形態 4 に係る無線通信装置 1 1 0 0 の構成を示すブロック図である。

本実施の形態 4 に係る無線通信装置 1 1 0 0 は、図 2 に示す実施の形態 1 に係る無線通信装置 1 0 0 において、図 1 2 に示すように、パイロット信号抽出部 1 1 0 1、遅延分散測定部 1 1 0 2 及び使用チャネル判定部 1 1 0 3 を追加する。なお、図 1 2 においては、図 2 と同一構成である部分には同一の符号を付してその説明は省略する。

制御情報抽出部 1 0 5、復調部 1 0 6、復号部 1 0 7、符号化部 1 0 9、符号化部 1 1 0、送信 HARQ (Hybrid Automatic Repeat Request) 部 1 1 1、送信 HARQ 部 1 1 2、変調部 1 1 3、変調部 1 1 4、パイロット信

号抽出部 1101、遅延分散測定部 1102 及び使用チャネル判定部 1103 は、送信データ処理部 1104-1 ~ 1104-n を構成する。送信データ処理部 1104-1 ~ 1104-n は、ユーザ数分だけ設けられるものであり、各送信データ処理部 1104-1 ~ 1104-n は、1 ユーザに送信  
5 する送信データの処理を行う。

パイロット信号抽出部 1101 は、FFT 部 104 から入力した通信端末装置の受信信号より、パイロット信号を抽出して遅延分散測定部 1102 へ出力する。

遅延分散測定部 1102 は、パイロット信号抽出部 1101 から入力した  
10 パイロット信号より、遅延分散を測定する。そして、遅延分散測定部 1102 は、遅延分散の測定結果を使用チャネル判定部 1103 へ出力する。

使用チャネル判定部 1103 は、遅延分散測定部 1102 から入力した伝搬路の遅延分散の測定結果より遅延分散と上位しきい値とを比較するとともに、遅延分散と下位しきい値とを比較し、遅延分散が下位しきい値以上で、  
15 かつ、遅延分散が上位しきい値未満の場合には、入力した送信データを送信データ系列 1 のデータとして符号化部 109 へ出力し、遅延分散が下位しきい値未満の場合及び遅延分散が上位しきい値以上の場合には、入力した送信データを送信データ系列 2 のデータとして符号化部 110 へ出力する。使用チャネル判定部 1103 は、上位しきい値及び下位しきい値に代えて、1 つ  
20 のしきい値を用いて伝搬路の遅延分散と比較することも可能である。即ち、使用チャネル判定部 1103 は、遅延分散測定部 1102 から入力した伝搬路の遅延分散の測定結果より遅延分散としきい値とを比較し、遅延分散がしきい値以上の場合には、入力した送信データを送信データ系列 1 のデータとして符号化部 109 へ出力し、遅延分散がしきい値未満の場合には、入力した送信データを送信データ系列 2 のデータとして符号化部 110 へ出力する  
25 。

次に、遅延分散と上位しきい値及び下位しきい値との比較結果に基づいて



、送信データをサブキャリアに割り当てる場合の無線通信装置 1 1 0 0 の動作について、図 1 3 を用いて説明する。図 1 3 は、無線通信装置 1 1 0 0 の動作を示すフロー図である。

最初に、パイロット信号抽出部 1 1 0 1 は受信信号よりパイロット信号を  
5 抽出し、遅延分散測定部 1 1 0 2 は抽出されたパイロット信号より遅延分散を測定する（ステップ S T 1 2 0 1）。

次に、使用チャネル判定部 1 1 0 3 は、測定した遅延分散と下位しきい値とをして、遅延分散が下位しきい値以上であるか否かを判定する（ステップ S T 1 2 0 2）。

10 遅延分散が下位しきい値未満である場合には、使用チャネル判定部 1 1 0 3 は送信データを符号化部 1 1 0 へ出力し、制御部 1 0 8 は、あらかじめ決められたサブキャリアにデータを割り当てること（固定割り当て）を決定する（ステップ S T 1 2 0 3）。

一方、ステップ S T 1 2 0 2 において、遅延分散が下位しきい値以上である  
15 場合には、使用チャネル判定部 1 1 0 3 は、遅延分散が上位しきい値未満であるか否かを判定する（ステップ S T 1 2 0 4）。

遅延分散が上位しきい値未満である場合には、使用チャネル判定部 1 1 0 3 は送信データを符号化部 1 1 0 へ出力し、制御部 1 0 8 は、周波数スケジューリングにより品質の良好なサブキャリアにデータを割り当てることを決  
20 定する（ステップ S T 1 2 0 5）。

ステップ S T 1 2 0 4 において、遅延分散が上位しきい値未満でない場合には、あらかじめ決められたサブキャリアにデータを割り当てること（固定割り当て）を決定する（ステップ S T 1 2 0 3）。

次に、無線通信装置 1 1 0 0 は、サブキャリアに割り当てたデータを送信  
25 する（ステップ S T 1 2 0 6）。

次に、遅延分散としきい値との比較結果に基づいて、送信データをサブキャリアに割り当てる場合の無線通信装置 1 1 0 0 の動作について、図 1 4 を

用いて説明する。図 1 4 は、無線通信装置 1 1 0 0 の動作を示すフロー図である。

最初に、パイロット信号抽出部 1 1 0 1 は受信信号よりパイロット信号を抽出し、遅延分散測定部 1 1 0 2 は抽出されたパイロット信号より遅延分散  
5 を測定する（ステップ S T 1 3 0 1）。

次に、使用チャネル判定部 1 1 0 3 は、測定した遅延分散がしきい値以上であるか否かを判定する（ステップ S T 1 3 0 2）。

遅延分散がしきい値以上である場合には、使用チャネル判定部 1 1 0 3 は送信データを符号化部 1 0 9 へ出力し、制御部 1 0 8 は、周波数スケジュー  
10 リングにより品質の良好なサブキャリアにデータを割り当てることを決定する（ステップ S T 1 3 0 3）。

一方、遅延分散がしきい値以上ではない場合には、使用チャネル判定部 1 1 0 3 は送信データを符号化部 1 1 0 へ出力し、制御部 1 0 8 は、あらかじめ決められたサブキャリアにデータを割り当てること（固定割り当て）を決  
15 定する（ステップ S T 1 3 0 4）。

次に、無線通信装置 1 1 0 0 は、サブキャリアに割り当てたデータを送信する（ステップ S T 1 3 0 5）。

伝搬路の遅延分散がしきい値未満である場合、または伝搬路の遅延分散が下位しきい値未満若しくは上位しきい値以上である場合に周波数スケジュー  
20 リングを用いないようにする理由を説明する。伝搬路の性質として、遅延分散が小さい場合には周波数方向のフェージング変動が緩やかになり、遅延分散が大きいほど変動が激しくなる。伝搬路の遅延分散が小さく、図 6、図 7 における送信データ系列 1 のためのサブキャリアブロック内で周波数方向のフェージング変動が小さい場合（緩やかな変動の場合）には、サブキャリア  
25 ブロック内平均受信品質でみたときに、良好なサブキャリアブロックと劣悪なサブキャリアブロックの差が大きくなるため、周波数スケジューリングの効果が大きくなる。一方、伝搬路の遅延分散が小さすぎると全使用帯域内で

周波数方向のフェージング変動がほとんどなくなり、どのサブキャリアブロックも同様の受信品質となるため、周波数スケジューリングの効果はなくなる。したがって、伝搬路の遅延分散が上記の範囲である場合には周波数スケジューリングを用いるようにする。また、伝搬路の遅延分散が大きい場合には、図 6 A、図 6 B、図 7 A 及び図 7 B におけるサブキャリアブロック内のフェージング変動が大きくなり、サブキャリアブロック内の平均受信品質でみたときに、どのサブキャリアブロックもほぼ同じような受信品質になる。この場合、周波数スケジューリングの効果がほとんどなくなり、サブキャリア毎の C Q I を報告することにより伝送効率が低下する。伝搬路の遅延分散が小さい場合も同様にサブキャリアブロックの受信品質に差がないため周波数スケジューリングの効果がない。

なお、データを各サブキャリアへ割り当てる方法は、遅延分散がしきい値以上のデータ、または遅延分散が下位しきい値以上でかつ上位しきい値未満のデータはサブキャリアブロックへ割り当てるとともに、遅延分散がしきい値未満のデータ、または遅延分散が下位しきい値未満のデータ及び遅延分散が上位しきい値以上のデータはあらかじめ決められたサブキャリアへ割り当てる以外は、図 4 及び図 5 と同一であるのでその説明は省略する。

このように、本実施の形態 4 によれば、上記実施の形態 1 の効果に加えて、遅延分散がしきい値以上の場合、または遅延分散が下位しきい値以上でかつ遅延分散が上位しきい値未満の場合に、スケジューリングにより品質の良好なサブキャリアに送信データを割り当てるので、フェージング変動が緩やかであるためにサブキャリアブロック毎の受信品質の差が大きい場合に、データ量の多いユーザへ送信する送信データを受信品質が良好なサブキャリアブロックに割り当てる等により周波数スケジューリングの効果を大きくすることができる。

また、本実施の形態 4 によれば、上位しきい値と下位しきい値とを用いる場合において、各サブキャリアブロックの受信品質の差が小さい遅延分散が

下位しきい値未満の場合にはスケジューリングを行わないので、通信端末装置はCQIを送信する必要がないことにより、制御情報量を小さくすることができ、伝送効率を向上させることができる。

(実施の形態5)

5 図15は、本発明の実施の形態5に係る無線通信装置1400の構成を示すブロック図である。

本実施の形態5に係る無線通信装置1400は、図2に示す実施の形態1に係る無線通信装置100において、図15に示すように、チャネル構成制御部1401を追加する。なお、図15においては、図2と同一構成である  
10 部分には同一の符号を付してその説明は省略する。

制御情報抽出部105、復調部106、復号部107、符号化部109、符号化部110、送信HARQ (Hybrid Automatic Repeat Request) 部111、送信HARQ部112、変調部113及び変調部114は、送信データ処理部1402-1～1402-nを構成する。送信データ処理部1402-1～1402-nは、ユーザ数分だけ設けられるものであり、各送信データ処理部1402-1～1402-nは、1ユーザに送信する送信データの処理を行う。  
15

チャネル構成制御部1401は、各通信端末装置へ送信するユーザデータのデータ量または要求伝送速度を測定し、低速データと高速データの個数比  
20 (ストリームの個数比)を算出する。そして、チャネル構成制御部1401は、高速データ用チャネルと低速データ用チャネルの比が、算出した個数比と同一になるようなチャネル構成を設定し、設定したチャネル構成の情報をチャネル割当部115及びチャネル割当部116へ出力する。

チャネル割当部115は、チャネル構成制御部1401から入力したチャネル構成の情報及び制御部108から入力したサブキャリアの情報に基づいて、変調部113から入力した高速データである送信データ系列1をサブキャリアに割り当ててIFFT部117へ出力する。  
25

チャネル割当部 116 は、チャネル構成制御部 1401 から入力したチャネル構成の情報及び制御部 108 から入力したサブキャリアの情報に基づいて、変調部 114 から入力した低速データである送信データ系列 2 をサブキャリアに割り当てて IFFT 部 117 へ出力する。

- 5      次に、無線通信装置 1400 におけるサブキャリアを割り当てる方法について、図 4、図 5、図 16 及び図 17 を用いて説明する。図 16 は、送信データ系列 1（高速データ）と送信データ系列 2（低速データ）とがフレーム毎に周波数多重された場合の周波数と時間との関係を示す図であり、図 17 は、送信データ系列 1（高速データ）と送信データ系列 2（低速データ）と  
10      がフレーム毎に時間多重された場合の周波数と時間との関係を示す図である。

- 最初に、送信データ系列 1 と送信データ系列 2 とが周波数多重された場合について説明する。図 16 は、低速データと高速データの個数比における低速データの割合が、図 4 よりも大きい場合を示すものであり、図 4 は低速データのチャンネルは 3 個であるのに対して、図 16 は低速データのチャンネルは  
15      6 個である。

- 図 16 より、所定の通信帯域幅において、ユーザ 1 の通信端末装置へ送信する送信データ系列 1 のデータは、サブキャリアブロック #1501 に割り当てられ、ユーザ 2 の通信端末装置へ送信する送信データ系列 1 のデータは  
20      、サブキャリアブロック #1508 に割り当てられるとともに、ユーザ n の通信端末装置へ送信する送信データ系列 1 のデータは、サブキャリアブロック #1509 に割り当てられる。一方、ユーザ 1～n の中から任意に選択した複数ユーザの通信端末装置へ共通に送信する送信データ系列 2 のデータは、時間多重されたチャンネル #1502、#1503、#1504、#150  
25      5、#1506、#1507 に割り当てられるとともに、チャンネル #1502、#1503、#1504、#1505、#1506、#1507 は、各サブキャリアブロック #1501、#1508、#1509 の間のサブキャ

リアに割り当てられる。チャネル#1502、#1503、#1504、#1505、#1506、#1507は、通信帯域幅全体に渡って分散した複数のサブキャリアに割り当てられる。これにより、送信データ系列2のデータは周波数ダイバーシチの効果が得られ、この場合、割り当てられるサブキャリアが多くてかつ割り当てられるサブキャリアの周波数が分散しているほど周波数ダイバーシチの効果は大きくなる。

次に、送信データ系列1と送信データ系列2とが時間多重された場合について説明する。図17は、低速データと高速データの個数比における低速データの割合が、図5よりも大きい場合を示すものであり、図5は低速データのチャンネルは3個であるのに対して、図17は低速データのチャンネルは6個である。

図17より、所定の通信帯域幅において、ユーザ1の通信端末装置へ送信する送信データ系列1のデータは、サブキャリアブロック#1607に割り当てられ、ユーザ2の通信端末装置へ送信する送信データ系列1のデータは、サブキャリアブロック#1608に割り当てられるとともに、ユーザnの通信端末装置へ送信する送信データ系列1のデータは、サブキャリアブロック#1609に割り当てられる。一方、ユーザ1～nの中から任意に選択した複数ユーザの通信端末装置へ共通に送信する送信データ系列2のデータは、周波数多重されたチャネル#1601、#1602、#1603、#1604、#1605、#1606に割り当てられる。チャネル#1601、#1602、#1603、#1604、#1605、#1606は、通信帯域幅全体に渡って分散した複数のサブキャリアに割り当てられる。これにより、送信データ系列2のデータは周波数ダイバーシチの効果が得られ、この場合、割り当てられるサブキャリアが多くてかつ割り当てられるサブキャリアの周波数が分散しているほど周波数ダイバーシチの効果は大きくなる。

このように、本実施の形態5によれば、上記実施の形態1の効果に加えて、高速データのチャンネル数と低速データのチャンネル数を各種のトラフィック量

に応じて可変にするので、伝送効率を向上させることができる。

なお、本実施の形態 5 においては、低速データのデータ量と高速データのデータ量とに応じて低速データのチャンネル数と高速データのチャンネル数を可変にすることとしたが、これに限らず、データ種別毎のデータ量に応じてデータ種別毎のチャンネル数を可変にしても良く、または通信端末装置の所定範囲の移動速度毎のデータ量に応じて移動速度毎のチャンネル数を可変にしても良い。

(実施の形態 6)

図 18 は、本発明の実施の形態 6 に係る無線通信装置 1700 の構成を示すブロック図である。

本実施の形態 6 に係る無線通信装置 1700 は、図 2 に示す実施の形態 1 に係る無線通信装置 100 において、図 18 に示すように、データ量測定部 1701、使用チャンネル判定部 1702 及びチャンネル構成制御部 1703 を追加する。なお、図 18 においては、図 2 と同一構成である部分には同一の符号を付してその説明は省略する。

制御情報抽出部 105、復調部 106、復号部 107、符号化部 109、符号化部 110、送信 HARQ (Hybrid Automatic Repeat Request) 部 111、送信 HARQ 部 112、変調部 113、変調部 114、データ量測定部 1701 及び使用チャンネル判定部 1702 は、送信データ処理部 1704-1 ~ 1704-n を構成する。送信データ処理部 1704-1 ~ 1704-n は、ユーザ数分だけ設けられるものであり、各送信データ処理部 1704-1 ~ 1704-n は、1 ユーザに送信する送信データの処理を行う。

データ量測定部 1701 は、送信データのデータ量を測定して、測定結果を使用チャンネル判定部 1702 及びチャンネル構成制御部 1703 へ出力する。データ量測定部 1701 は、制御を簡単にするために、データ伝送を開始する前にデータ量の測定を行う。そして、データは、伝送が終わるまでは同じ使用チャンネルを用いて伝送される。なお、データ量測定部 1701 の測定

結果は、伝送を開始する前にあらかじめ通信端末装置へ通知される。

使用チャネル判定部 1 7 0 2 は、データ量測定部 1 7 0 1 から入力した測定結果としきい値とを比較して使用するチャネルを選択する。即ち、使用チャネル判定部 1 7 0 2 は、測定結果がしきい値以上であれば周波数スケジューリングにより受信品質が良好なサブキャリアに割り当てられるデータのチャネルを選択して送信データ系列 1 のデータとして符号化部 1 0 9 へ出力し、測定結果がしきい値未満であればあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てられるデータのチャネルを選択して送信データ系列 2 のデータとして符号化部 1 1 0 へ出力する。

- 10      チャネル構成制御部 1 7 0 3 は、各通信端末装置へ送信するユーザデータのデータ量または要求伝送速度を測定し、低速データと高速データの個数比（ストリームの個数比）を算出する。そして、チャネル構成制御部 1 7 0 3 は、高速データ用チャネルと低速データ用チャネルの比が、算出した個数比と同一になるようなチャネル構成を設定し、設定したチャネル構成の情報を
- 15      チャネル割当部 1 1 5 及びチャネル割当部 1 1 6 へ出力する。

チャネル割当部 1 1 5 は、チャネル構成制御部 1 7 0 3 から入力したチャネル構成の情報及び制御部 1 0 8 から入力したサブキャリアの情報に基づいて、変調部 1 1 3 から入力した高速データである送信データ系列 1 をサブキャリアに割り当てて I F F T 部 1 1 7 へ出力する。

- 20      チャネル割当部 1 1 6 は、チャネル構成制御部 1 7 0 3 から入力したチャネル構成の情報及び制御部 1 0 8 から入力したサブキャリアの情報に基づいて、変調部 1 1 4 から入力した低速データである送信データ系列 2 をサブキャリアに割り当てて I F F T 部 1 1 7 へ出力する。

- 25      このようにしてサブキャリアに割り当てられたデータは、周波数多重された場合には、図 1 6 に示すように、データ量がしきい値以上でかつ高速なデータはチャネル # 1 5 0 1、# 1 5 0 8、# 1 5 0 9 に割り当てられるとともに、データ量がしきい値未満でかつ低速なデータはチャネル # 1 5 0 2、



#1503、#1504、#1505、#1506、#1507に割り当てられる。また、データ量がしきい値以上でかつ低速なデータはチャンネル#1501、#1508、#1509に割り当てられるとともに、データ量がしきい値未満でかつ高速なデータはチャンネル#1502、#1503、#1504、#1505、#1506、#1507に割り当てられる。なお、前記に限らず、データ量がしきい値以上でかつ低速なデータはチャンネル#1502、#1503、#1504、#1505、#1506、#1507に割り当てられるとともに、データ量がしきい値未満でかつ高速なデータはチャンネル#1501、#1508、#1509に割り当てられるようにしても良い。

一方、時分割多重された場合には、図17に示すように、データ量がしきい値以上でかつ高速なデータはチャンネル#1607、#1608、#1609に割り当てられるとともに、データ量がしきい値未満でかつ低速なデータはチャンネル#1601、#1602、#1603、#1604、#1605、#1606に割り当てられる。また、データ量がしきい値以上でかつ低速なデータはチャンネル#1607、#1608、#1609に割り当てられるとともに、データ量がしきい値未満でかつ高速なデータはチャンネル#1601、#1602、#1603、#1604、#1605、#1606に割り当てられる。なお、前記に限らず、データ量がしきい値以上でかつ低速なデータはチャンネル#1601、#1602、#1603、#1604、#1605、#1606に割り当てられるとともに、データ量がしきい値未満でかつ高速なデータはチャンネル#1607、#1608、#1609に割り当てられるようにしても良い。

このように、本実施の形態6によれば、上記実施の形態1、実施の形態2及び実施の形態5の効果に加えて、高速データのデータ量が大容量であるが低速データよりも総データ量が小さい場合には、高速データを受信品質が良好なサブキャリアに割り当てることにより高速データの伝送効率を向上させ

るとともに、低速データのチャネル数を増やして低速データの伝送効率を向上させることができるので、低速データ及び高速データのデータ量に応じて最適なチャネル数を設定することにより無線通信装置全体の伝送効率を向上させることができる。

5       (実施の形態 7)

図 19 は、本発明の実施の形態 7 に係る無線通信装置 1800 構成を示すブロック図である。

本実施の形態 7 に係る無線通信装置 1800 は、図 2 に示す実施の形態 1 に係る無線通信装置 100 において、図 19 に示すように、データ量測定部  
10 1801、新規データ使用チャネル判定部 1802、再送データ使用チャネル判定部 1803 を追加する。なお、図 19 においては、図 2 と同一構成である部分には同一の符号を付してその説明は省略する。

制御情報抽出部 105、復調部 106、復号部 107、符号化部 109、符号化部 110、送信 HARQ (Hybrid Automatic Repeat Request) 部 1  
15 11、送信 HARQ 部 112、変調部 113、変調部 114、データ量測定部 1801 及び新規データ使用チャネル判定部 1802 は、送信データ処理部 1804-1 ~ 1804-n を構成する。送信データ処理部 1804-1 ~ 1804-n は、ユーザ数分だけ設けられるものであり、各送信データ処理部 1804-1 ~ 1804-n は、1 ユーザに送信する送信データの処理  
20 を行う。

データ量測定部 1801 は、送信データのデータ量を測定して、測定結果を新規データ使用チャネル判定部 1802 へ出力する。データ量測定部 1801 は、制御を簡単にするために、データ伝送を開始する前にデータ量の測定を行う。そして、データは、伝送が終わるまでは同じ使用チャネルを用い  
25 て伝送される。なお、データ量測定部 1801 の測定結果は、伝送を開始する前にあらかじめ通信端末装置へ通知される。

新規データ使用チャネル判定部 1802 は、データ量測定部 1801 から

入力した測定結果としきい値とを比較して使用するチャネルを選択する。即ち、新規データ使用チャネル判定部 1 8 0 2 は、測定結果がしきい値以上であれば周波数スケジューリングにより受信品質が良好なサブキャリアに割り当てられるデータのチャネルを選択して送信データ系列 1 のデータとして符号化部 1 0 9 へ出力し、測定結果がしきい値未満であればあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てられるデータのチャネルを選択して送信データ系列 2 のデータとして符号化部 1 1 0 へ出力する。

再送データ使用チャネル判定部 1 8 0 3 は、変調部 1 1 3 及び変調部 1 1 4 から入力した送信データが新規データであるのかまたは再送データであるのかを判定し、新規データである場合にはそのままチャネル割当部 1 1 5 及びチャネル割当部 1 1 6 へ出力し、再送データである場合には送信データ系列 2 のデータとしてあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てるためにチャネル割当部 1 1 6 へのみ出力する。

チャネル割当部 1 1 5 は、制御部 1 0 8 から入力したサブキャリアの情報に基づいて、再送データ使用チャネル判定部 1 8 0 3 から入力した新規データをサブキャリアに割り当てて I F F T 部 1 1 7 へ出力する。チャネル割当部 1 1 5 は、受信品質の良好なサブキャリアに新規データを割り当てる。

チャネル割当部 1 1 6 は、制御部 1 0 8 から入力したサブキャリアの情報に基づいて、再送データ使用チャネル判定部 1 8 0 3 から入力した新規データまたは再送データをサブキャリアに割り当てて I F F T 部 1 1 7 へ出力する。チャネル割当部 1 1 6 は、あらかじめ決められたサブキャリアに新規データまたは再送データを割り当てる。

次に、無線通信装置 1 8 0 0 の動作について、図 2 0 を用いて説明する。

図 2 0 は、無線通信装置 1 8 0 0 の動作を示すフロー図である。

最初に、データ量測定部 1 8 0 1 は、データ量を測定する（ステップ S T 1 9 0 1）。

次に、新規データ使用チャネル判定部 1 8 0 2 は、測定した新規データの

データ量としきい値とを比較して、新規データのデータ量がしきい値以上であるか否かを判定する（ステップS T 1 9 0 2）。

新規データのデータ量がしきい値以上である場合には、新規データ使用チャンネル判定部 1 8 0 2 は、受信品質の良好なサブキャリアに新規データを割り当てることを決定する（ステップS T 1 9 0 3）。

一方、新規データのデータ量がしきい値未満である場合には、新規データ使用チャンネル判定部 1 8 0 2 は、あらかじめ決められたサブキャリアに新規データを割り当てること（固定割り当て）を決定する（ステップS T 1 9 0 4）。

次に、再送データ使用チャンネル判定部 1 8 0 3 は、再送データの入力があるか否かを判定する（ステップS T 1 9 0 5）。

再送データの入力がない場合には、再送データ使用チャンネル判定部 1 8 0 3 は、そのまま出力する（ステップS T 1 9 0 6）。これにより、新規データは、チャンネル割当部 1 1 5 及びチャンネル割当部 1 1 6 にて、新規データ使用チャンネル判定部 1 8 0 2 にて決定されたチャンネルに割り当てられる。

一方、再送データの入力がある場合には、再送データ使用チャンネル判定部 1 8 0 3 は、あらかじめ決められたサブキャリアに再送データを割り当てること（固定割り当て）を決定する（ステップS T 1 9 0 7）。

次に、無線通信装置 1 8 0 0 は、サブキャリアに割り当てた新規データまたは再送データを送信する（ステップS T 1 9 0 8）。なお、データを各サブキャリアへ割り当てる方法は、データ量がしきい値以上の新規データはサブキャリアブロックへ割り当てるとともに、データ量がしきい値未満の新規データまたは再送データはあらかじめ決められたサブキャリアへ割り当てる以外は、図 4 及び図 5 と同一であるのでその説明は省略する。

このように、本実施の形態 7 によれば、上記実施の形態 1 及び実施の形態 2 の効果に加えて、再送データは必ずあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てるとともに、再送データを割り当てたサブキャリアに対して誤りな

く復号することができる固定レートを適用することにより、再送データを誤った変調方式にて適応変調することにより再送が繰り返されて伝送効率が劣化することを防ぐことができる。即ち、再送データは前回の送信データが誤った場合に送信されるため、再送要求された場合には、前回の送信でCQI  
5 の推定誤差などにより周波数スケジューリングと適応変調による送信がうまくいかなかった場合が考えられ、再送時にも同様の理由で誤ってしまう可能性がある。このことから再送時にあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てることは再送の繰り返しによる伝送効率低下の防止に有効である。

また、本実施の形態7によれば、通信帯域全体に渡って分散したあらかじめ  
10 め決められたサブキャリアに再送データを割り当てることにより周波数ダイバーシチの効果を得ることができるので、再送データに対するフェージング変動による影響を最小限に抑えることができるとともに、再送が繰り返されることにより伝送効率が劣化することを防ぐことができる。

なお、本実施の形態7において、あらかじめ決められたサブキャリアに再  
15 送データを割り当てることとしたが、これに限らず、あらかじめ決められたサブキャリアに所定回数以上の再送データを割り当てるようにしても良い。

(実施の形態8)

本実施の形態では、上記実施の形態1～実施の形態7の無線通信装置及び通信端末装置の構成において、周波数スケジューリングによりサブキャリア  
20 が割り当てられた通信端末装置は、制御局装置等の通信端末装置の上位局装置から指示されたサブキャリア数のCQIのみを生成して基地局装置に報告するようにする。

このように、本実施の形態によれば、周波数スケジューリングされた通信端末装置から送信される制御情報量を極めて少なくすることができるので、  
25 基地局装置と通信を行う通信端末装置全体の制御情報量を少なくすることができることにより、さらに伝送効率を向上させることができる。

なお、上記実施の形態1～実施の形態7及びその他の実施の形態において

- 、周波数多重または時分割多重の何れか一方のみを用いることとしたが、これに限らず、マルチキャリア伝送方式におけるユーザ多重方法として周波数多重と時分割多重を組み合わせることも可能である。この場合には、実施の形態 1 から実施の形態 3 において、周波数スケジューリングを行う送信データ系列 1 を伝送するためのタイムスロットと周波数スケジューリングを行わない送信データ系列 2 を伝送するためのタイムスロットをあらかじめ決めておき、無線通信装置は送信データ系列の性質や伝搬路環境に応じて送信データをタイムスロットに割り当てる。こうすることにより、それぞれのチャンネル数やそれぞれのチャンネルで送信できるデータ量を適応的に変更する際に、
- 10 タイムスロットの割当てを変更するだけでよく、簡単な制御で済む。また、周波数スケジューリングにより受信品質の良好なサブキャリアに割り当てるデータとあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てるデータは、上記実施の形態 1 ～実施の形態 7 及びその他の実施の形態のデータに限らず、周波数スケジューリング及び適応変調の効果が得られるデータであれば任意のデータ
- 15 データを適用可能である。

また、上記実施の形態 1 ～実施の形態 7 及びその他の実施の形態の無線通信装置は、基地局装置に適用することが可能である。

#### (実施の形態 9)

- 本実施の形態に係る無線通信装置は、前記実施の形態 3 の構成において、
- 20 受信信号より通信相手の移動速度を推定する移動速度推定手段を具備し、前記サブキャリア割り当て手段は、前記移動速度推定手段により推定された移動速度が所定のしきい値以上の通信相手に送信する第 1 データをスケジューリングにより選択されたサブキャリアに割り当て、一方前記移動速度推定手段により推定された移動速度が前記所定のしきい値未満の通信相手に送信する第 2 データをあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てる。
- 25

また、本実施の形態に係るサブキャリア割り当て方法は、前記実施の形態 3 の方法において、受信信号より通信相手の移動速度を推定するステップを

具備し、推定された移動速度が所定のしきい値以上の通信相手に送信する第 1 データをスケジューリングにより選択されたサブキャリアに割り当て、一方推定された移動速度が前記所定のしきい値未満の通信相手に送信する第 2 データをあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てる。

- 5 従って、本実施の形態によれば、例えば移動速度が大きい通信端末装置へ送信するデータは、スケジューリングにより品質の良好なサブキャリアに割り当てるので、フェージング変動による受信品質の劣化を最小限に抑えることができる。また、移動速度が小さい通信端末装置へ送信するデータは、あらかじめ決められた複数のサブキャリアにデータを割り当てるので、スケジューリングする必要がないことにより信号処理の高速化を図ることができる。

#### (実施の形態 1 0)

- 本実施の形態に係る無線通信装置は、前記実施の形態 1 の構成において、前記サブキャリア割り当て手段は、通信帯域幅内の所定周波数間隔毎の複数  
15 のサブキャリアに第 2 データを割り当てる。

また、本実施の形態に係るサブキャリア割り当て方法は、前記実施の形態 1 において、通信帯域幅内の所定周波数間隔毎の複数のサブキャリアに第 2 データを割り当てる。

- 20 従って、本実施の形態によれば、通信帯域幅全体に渡る複数のサブキャリアに分散して第 2 データを割り当てるので、周波数ダイバーシチの効果が得られることにより、フェージング変動等により長時間品質が劣化する状態が続く場合においても誤りなく第 2 データを復調することができる。

#### (実施の形態 1 1)

- 25 本実施の形態に係る無線通信装置は、前記実施の形態 1 の構成において、サブキャリア割り当て手段は、受信品質情報と変調方式とが関係付けられた変調方式情報を保存する参照テーブルを保持し、通信相手の受信品質情報を用いて各サブキャリアの変調方式を選択するとともに、要求伝送率情報より

各通信相手の要求伝送率を満たすようにスケジューリングにより第1データをサブキャリアに割り当てる。

また、本発明のサブキャリア割り当て方法は、前記実施の形態1の方法において、通信相手の受信品質情報を用いて、受信品質情報と変調方式とが関係付けられた変調方式情報を参照することにより各サブキャリアの変調方式を選択するとともに、要求伝送率情報より各通信相手の要求伝送率を満たすようにスケジューリングにより第1データをサブキャリアに割り当てる。

従って、本実施の形態によれば、参照テーブルを参照するだけの簡単な処理にてスケジューリングを行うことができるとともに、要求伝送率を満たすようにスケジューリングするので、各通信端末装置において良好な品質のデータを受信することができる。

なお、上記各実施の形態の説明に用いた各機能ブロックは、典型的には集積回路であるLSIとして実現される。これらは個別に1チップ化されても良いし、一部又は全てを含むように1チップ化されても良い。

ここでは、LSIとしたが、集積度の違いにより、IC、システムLSI、スーパーLSI、ウルトラLSIと呼称されることもある。

また、集積回路化の手法はLSIに限るものではなく、専用回路又は汎用プロセッサで実現しても良い。LSI製造後に、プログラムすることが可能なFPGA (Field Programmable Gate Array) や、LSI内部の回路セルの接続や設定を再構成可能なリコンフィギュラブル・プロセッサを利用して

も良い。

さらには、半導体技術の進歩又は派生する別技術によりLSIに置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その技術を用いて機能ブロックの集積化を行っても良い。バイオ技術の適応等が可能性としてありえる。

本明細書は、2003年8月20日出願の特願2003-295971に基づくものである。この内容を全てここに含めておく。



### 産業上の利用可能性

本発明にかかる無線通信装置及びサブキャリア割り当て方法は、周波数スケジューリングするデータをデータ種別に応じて選択することにより、伝送効率を向上させることができるとともに信号処理の高速化を図る効果を有し

5 、サブキャリアの割り当てを行うのに有用である。

## 請求の範囲

1. 各通信相手の受信品質を示す受信品質情報及び各通信相手の要求伝送率を示す要求伝送率情報に基づいてスケジューリングにより選択されたサブ  
5 キャリアに所定の条件を満たす第1データを割り当て、一方あらかじめ決められたサブキャリアに前記第1データと異なるデータである第2データを割り当てるサブキャリア割り当て手段と、  
前記サブキャリア割り当て手段によりサブキャリアに割り当てられた前記第1データ及び前記第2データを送信する送信手段と、  
10 を具備する無線通信装置。
2. 前記サブキャリア割り当て手段は、通信相手毎に送信する個別データである前記第1データをスケジューリングにより選択されたサブキャリアに割り当て、一方複数の通信相手に送信する共通データである前記第2データをあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てる請求の範囲第1項記載の  
15 無線通信装置。
3. 送信データのデータ量を判定するデータ量判定手段を具備し、  
前記サブキャリア割り当て手段は、前記データ量が第1しきい値以上の前記第1データをスケジューリングにより選択されたサブキャリアに割り当て、一方前記データ量が前記第1しきい値未満の前記第2データをあらかじめ  
20 決められたサブキャリアに割り当てる請求の範囲第1項記載の無線通信装置。
4. 受信信号より通信相手の移動速度を推定する移動速度推定手段を具備し、  
前記サブキャリア割り当て手段は、前記移動速度推定手段により推定された移動速度が第2しきい値未満の通信相手に送信する前記第1データをスケ  
25 ジューリングにより選択されたサブキャリアに割り当て、一方前記移動速度推定手段により推定された移動速度が前記第2しきい値以上の通信相手に送

信する前記第 2 データをあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てる請求の範囲第 1 項記載の無線通信装置。

5. 受信信号より伝搬路の遅延分散を測定する遅延分散測定手段を具備し、

5 前記サブキャリア割り当て手段は、前記遅延分散測定手段により測定された遅延分散がしきい値以上の前記第 1 データをスケジューリングにより選択されたサブキャリアに割り当て、一方前記遅延分散測定手段により測定された遅延分散が前記しきい値未満の前記第 2 データをあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てる請求の範囲第 1 項記載の無線通信装置。

10 6. 受信信号より伝搬路の遅延分散を測定する遅延分散測定手段を具備し、

前記サブキャリア割り当て手段は、前記遅延分散測定手段により測定された遅延分散が下位しきい値以上で、かつ、前記下位しきい値よりも遅延分散が大きくなる方向へ設定された上位しきい値未満の前記第 1 データをスケジューリングにより選択されたサブキャリアに割り当て、一方前記遅延分散測定手段により測定された遅延分散が前記下位しきい値未満若しくは前記上位しきい値以上の前記第 2 データをあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てる請求の範囲第 1 項記載の無線通信装置。

7. 前記サブキャリア割り当て手段は、通信帯域幅内の所定周波数間隔毎の複数のサブキャリアに前記第 2 データを割り当てる請求の範囲第 1 項記載の無線通信装置。

8. 前記サブキャリア割り当て手段は、受信品質情報と変調方式とが関係付けられた変調方式情報を保存する参照テーブルを保持し、通信相手の受信品質情報を用いて各サブキャリアの変調方式を選択するとともに、前記要求  
25 伝送率情報より各通信相手の要求伝送率を満たすようにスケジューリングにより前記第 1 データをサブキャリアに割り当てる請求の範囲第 1 項記載の無線通信装置。

9. 請求の範囲第1項記載の無線通信装置を具備する基地局装置。

10. 各通信相手の受信品質を示す受信品質情報及び各通信相手の要求伝送率を示す要求伝送率情報に基づいてスケジューリングにより選択されたサブキャリアに所定の条件を満たす第1データを割り当てるステップと、

5 あらかじめ決められたサブキャリアに前記第1データと異なるデータである第2データを割り当てるステップと、

を具備するサブキャリア割り当て方法。

11. 通信相手毎に送信する個別データである前記第1データをスケジューリングにより選択されたサブキャリアに割り当て、一方複数の通信相手に  
10 送信する共通データである前記第2データをあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てる請求の範囲第10項記載のサブキャリア割り当て方法。

12. 送信データのデータ量を判定するステップを具備し、  
前記データ量が第1しきい値以上の前記第1データをスケジューリングにより選択されたサブキャリアに割り当て、一方前記データ量が前記第1しき  
15 い値未満の前記第2データをあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てる請求の範囲第10項記載のサブキャリア割り当て方法。

13. 受信信号より通信相手の移動速度を推定するステップを具備し、  
推定された移動速度が第2しきい値未満の通信相手に送信する前記第1データをスケジューリングにより選択されたサブキャリアに割り当て、一方推  
20 定された移動速度が前記第2しきい値以上の通信相手に送信する前記第2データをあらかじめ決められたサブキャリアに割り当てる請求の範囲第10項記載のサブキャリア割り当て方法。

14. 通信帯域幅内の所定周波数間隔毎の複数のサブキャリアに前記第2データを割り当てる請求の範囲第10項記載のサブキャリア割り当て方法。

25 15. 通信相手の受信品質情報を用いて、受信品質情報と変調方式とが関係付けられた変調方式情報を参照することにより各サブキャリアの変調方式を選択するとともに、前記要求伝送率情報より各通信相手の要求伝送率を満た

たすようにスケジューリングにより前記第 1 データをサブキャリアに割り当てる請求の範囲第 10 項記載のサブキャリア割り当て方法。

## 補正書の請求の範囲

[2005年1月20日 (20. 01. 05) 国際事務局受理：出願当初の請求の範囲  
1-8,10-15は補正された；他の請求の範囲は変更なし。(4頁)]

1. (補正後) 各通信相手の受信品質を示す受信品質情報に基づいて選択されたサブキャリア又はサブキャリアブロックに所定の条件を満たす第1データ
- 5 ータを割り当て、一方あらかじめ決められたサブキャリア又はサブキャリアブロックに前記第1データと異なるデータである第2データを割り当てるサブキャリア割り当て手段と、

前記サブキャリア割り当て手段によりサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当てられた前記第1データ及び前記第2データを送信する送信手段と、

10

を具備する無線通信装置。

2. (補正後) 前記サブキャリア割り当て手段は、通信相手毎に送信する個別データである前記第1データを選択されたサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当て、一方複数の通信相手に送信する共通データである前記第2データをあらかじめ決められたサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当てる請求の範囲第1項記載の無線通信装置。
- 15

3. (補正後) 送信データのデータ量を判定するデータ量判定手段を具備し、

前記サブキャリア割り当て手段は、前記データ量が第1しきい値以上の前記第1データを選択されたサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当て、一方前記データ量が前記第1しきい値未満の前記第2データをあらかじめ決められたサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当てる請求の範囲第1項記載の無線通信装置。

20

4. (補正後) 受信信号より通信相手の移動速度を推定する移動速度推定手段を具備し、
- 25

前記サブキャリア割り当て手段は、前記移動速度推定手段により推定された移動速度が第2しきい値未満の通信相手に送信する前記第1データを選択

されたサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当て、一方前記移動速度推定手段により推定された移動速度が前記第 2 しきい値以上の通信相手に送信する前記第 2 データをあらかじめ決められたサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当てる請求の範囲第 1 項記載の無線通信装置。

- 5 5. (補正後) 受信信号より伝搬路の遅延分散を測定する遅延分散測定手段を具備し、

前記サブキャリア割り当て手段は、前記遅延分散測定手段により測定された遅延分散が第 3 しきい値未満となる前記第 1 データを選択されたサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当て、一方前記遅延分散測定手段により測定された遅延分散が前記第 3 しきい値以上の前記第 2 データをあらかじめ決められたサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当てる請求の範囲第 1 項記載の無線通信装置。

6. (補正後) 受信信号より伝搬路の遅延分散を測定する遅延分散測定手段を具備し、

15 前記サブキャリア割り当て手段は、前記遅延分散測定手段により測定された遅延分散が下位しきい値以上で、かつ、前記下位しきい値よりも遅延分散が大きくなる方向へ設定された上位しきい値未満の前記第 1 データを選択されたサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当て、一方前記遅延分散測定手段により測定された遅延分散が前記下位しきい値未満若しくは前記上位しきい値以上の前記第 2 データをあらかじめ決められたサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当てる請求の範囲第 1 項記載の無線通信装置。

7. (補正後) 前記サブキャリア割り当て手段は、通信帯域幅内の所定周波数間隔毎の複数のサブキャリア又はサブキャリアブロックに前記第 2 データを割り当てる請求の範囲第 1 項記載の無線通信装置。

25 8. (補正後) 前記サブキャリア割り当て手段は、受信品質情報と変調方式とが関係付けられた変調方式情報を保存する参照テーブルを保持し、通信相手の受信品質情報を用いて各サブキャリア又はサブキャリアブロックの変

調方式を選択するとともに、各通信相手の要求伝送率を示す要求伝送率情報より各通信相手の要求伝送率を満たすようにスケジューリングにより前記第1データをサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当てる請求の範囲第1項記載の無線通信装置。

5 9. 請求の範囲第1項記載の無線通信装置を具備する基地局装置。

10. (補正後) 各通信相手の受信品質を示す受信品質情報及び各通信相手の要求伝送率を示す要求伝送率情報に基づいて選択されたサブキャリア又はサブキャリアブロックに所定の条件を満たす第1データを割り当てるステップと、

10 あらかじめ決められたサブキャリア又はサブキャリアブロックに前記第1データと異なるデータである第2データを割り当てるステップと、  
を具備するサブキャリア割り当て方法。

11. (補正後) 通信相手毎に送信する個別データである前記第1データを選択されたサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当て、一方複数の通信相手に送信する共通データである前記第2データをあらかじめ決められたサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当てる請求の範囲第10項記載のサブキャリア割り当て方法。

12. (補正後) 送信データのデータ量を判定するステップを具備し、  
前記データ量が第1しきい値以上の前記第1データを選択されたサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当て、一方前記データ量が前記第1しきい値未満の前記第2データをあらかじめ決められたサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当てる請求の範囲第10項記載のサブキャリア割り当て方法。

13. (補正後) 受信信号より通信相手の移動速度を推定するステップを  
25 具備し、

推定された移動速度が第2しきい値未満の通信相手に送信する前記第1データを選択されたサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当て、一方



推定された移動速度が前記第 2 しきい値以上の通信相手に送信する前記第 2 データをあらかじめ決められたサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当てる請求の範囲第 10 項記載のサブキャリア割り当て方法。

1 4. (補正後) 通信帯域幅内の所定周波数間隔毎の複数のサブキャリア  
5 又はサブキャリアブロックに前記第 2 データを割り当てる請求の範囲第 10 項記載のサブキャリア割り当て方法。

1 5. (補正後) 通信相手の受信品質情報を用いて、受信品質情報と変調  
方式とが関係付けられた変調方式情報を参照することにより各サブキャリア  
又はサブキャリアブロックの変調方式を選択するとともに、前記要求伝送率  
10 情報より各通信相手の要求伝送率を満たすようにスケジューリングにより前  
記第 1 データをサブキャリア又はサブキャリアブロックに割り当てる請求の  
範囲第 10 項記載のサブキャリア割り当て方法。

PRIOR ART

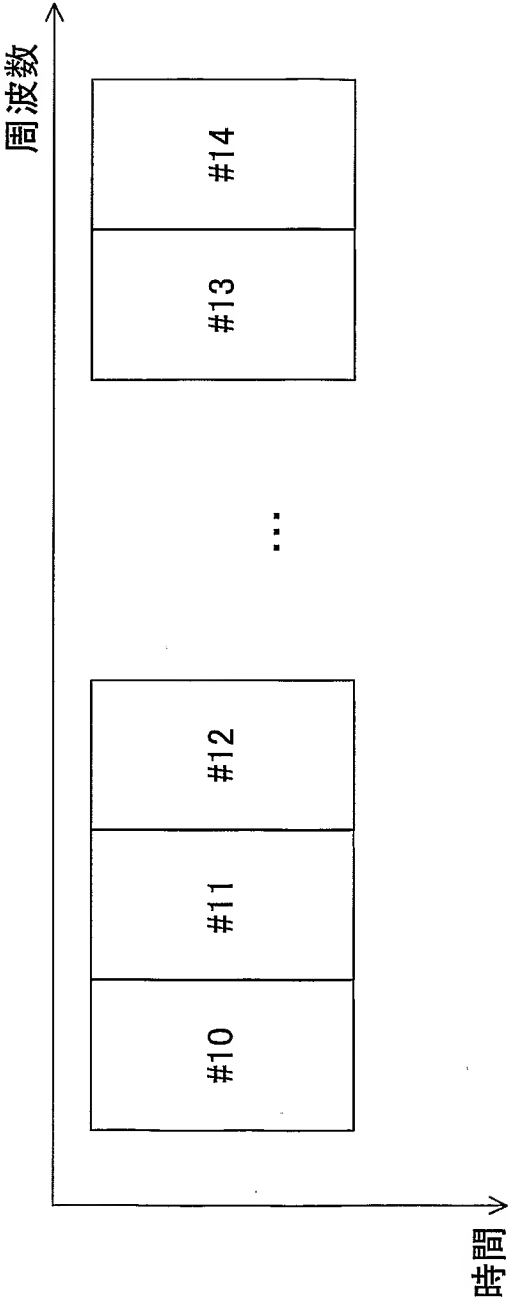


図1

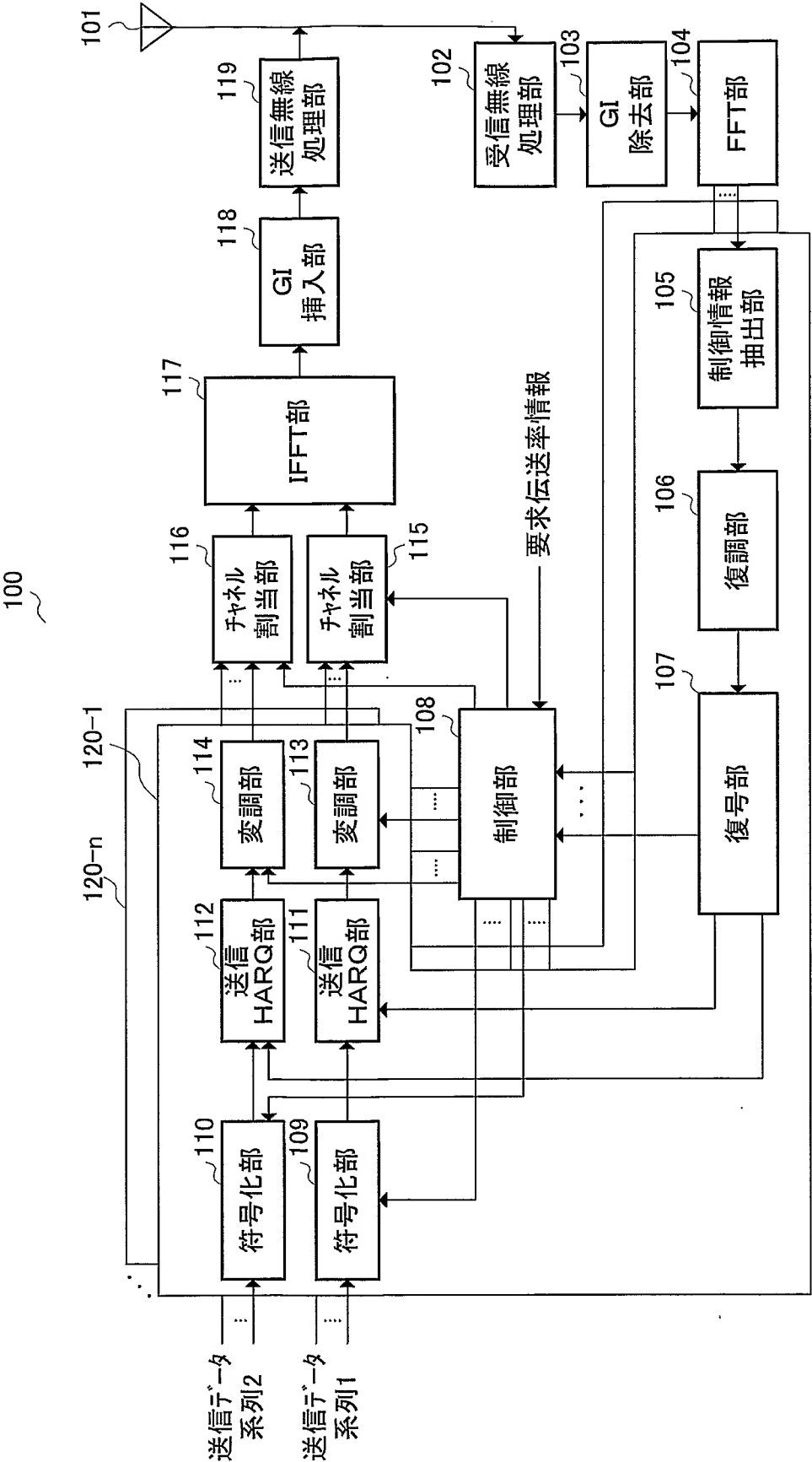


図2

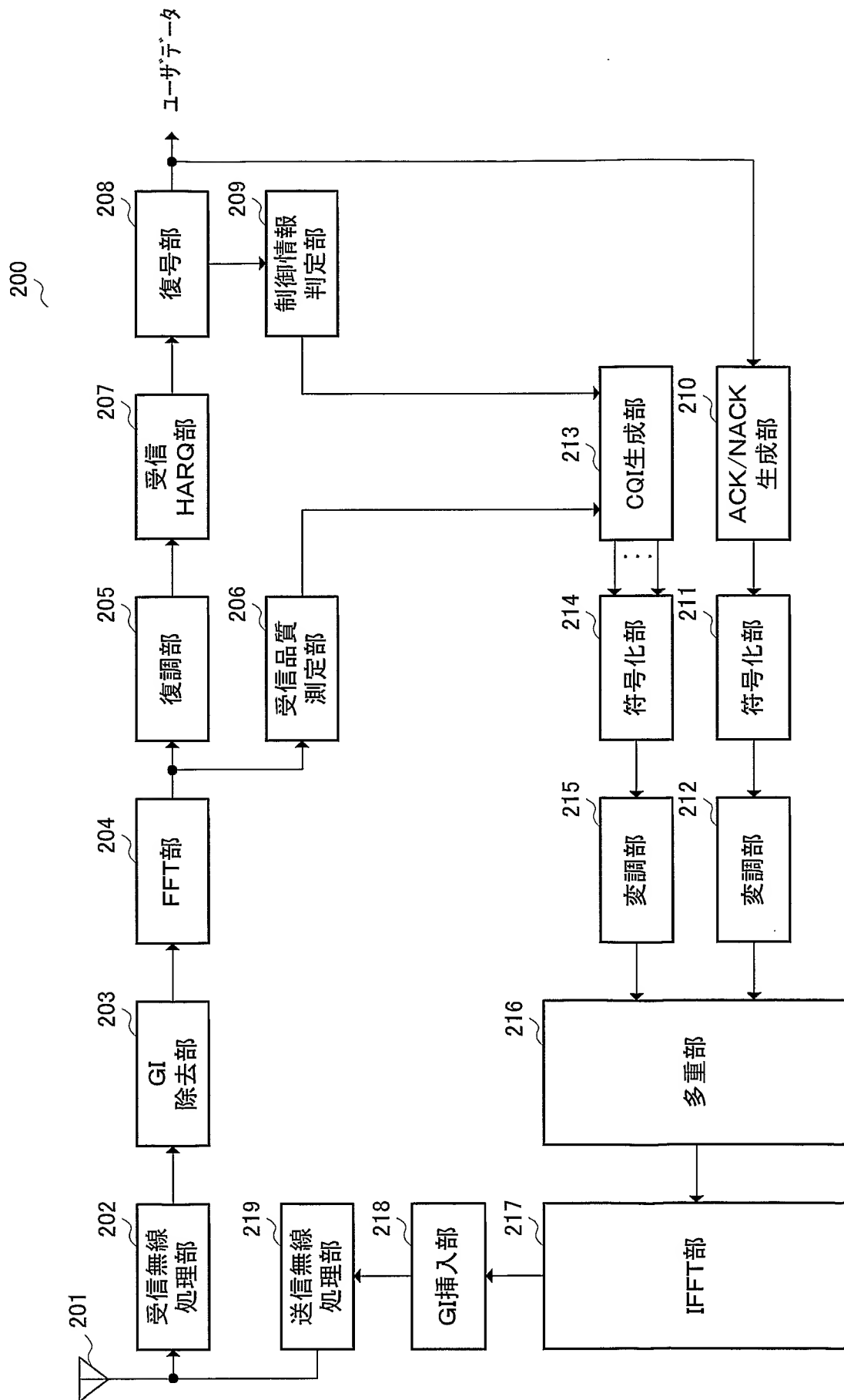


図 3

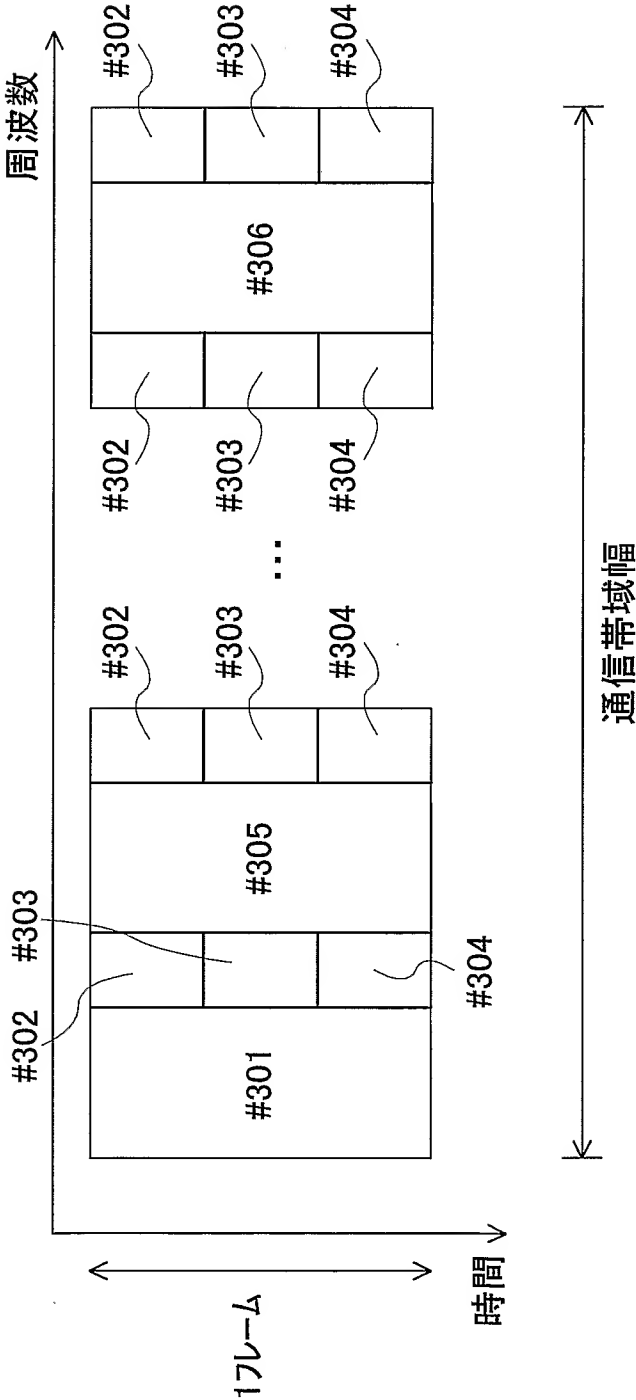


図4

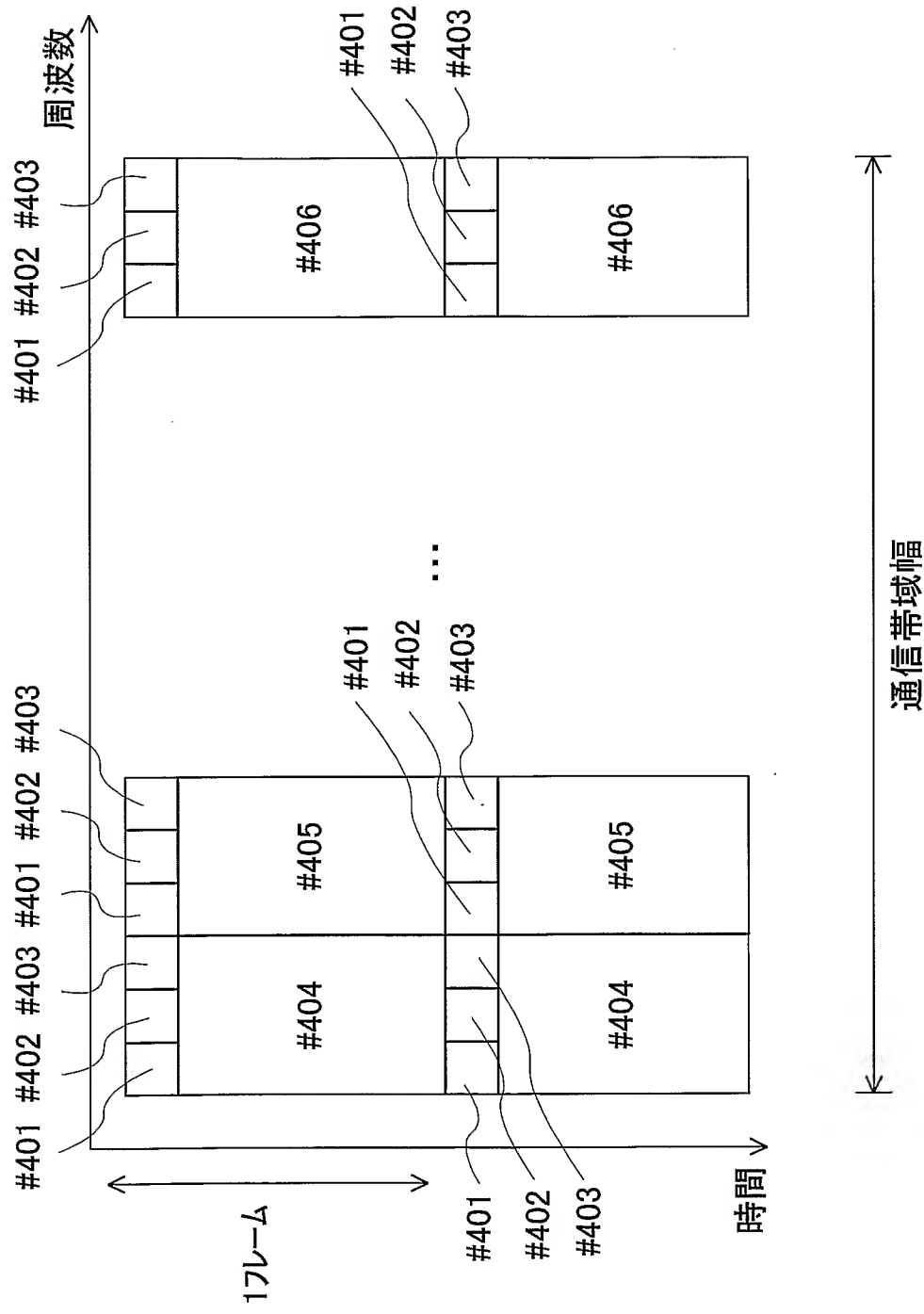


図5

図6A

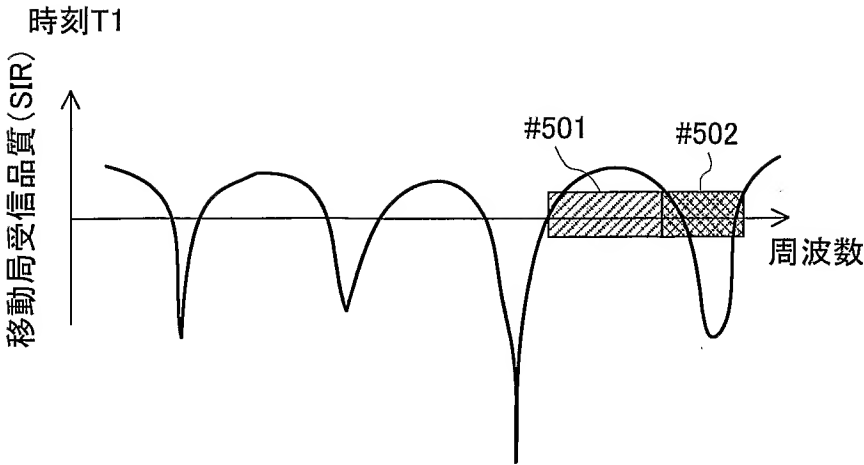


図6B

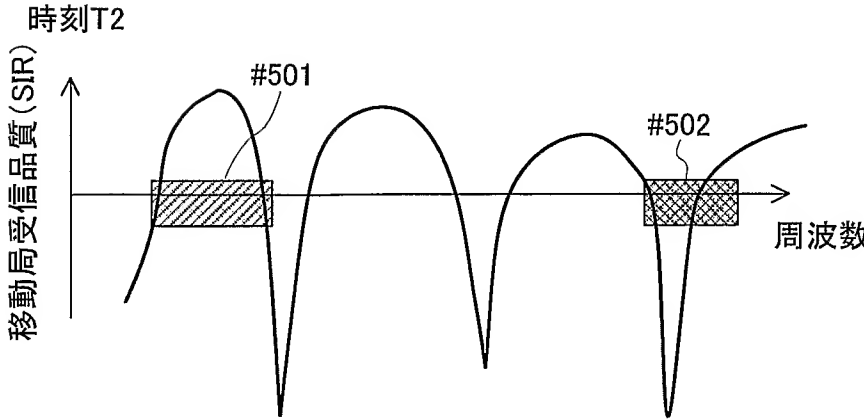


図7A

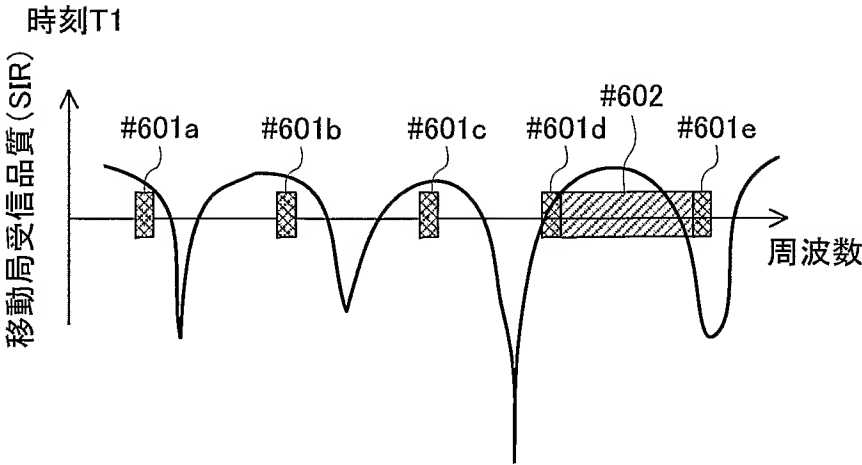
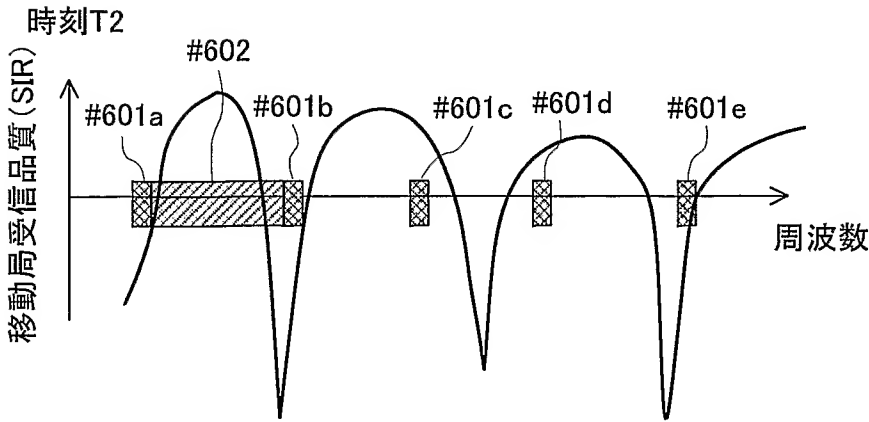


図7B





8/20

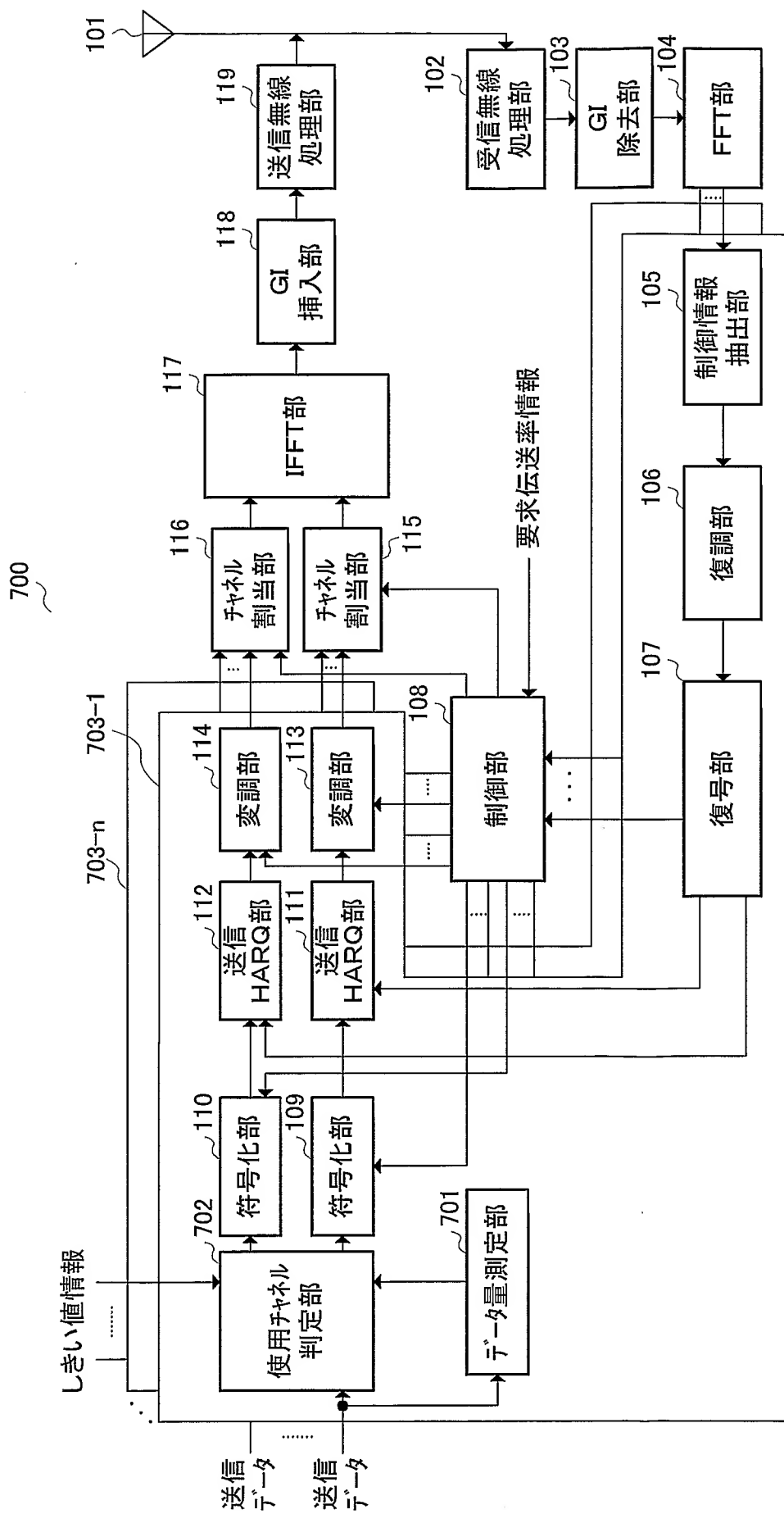


図8

9/20

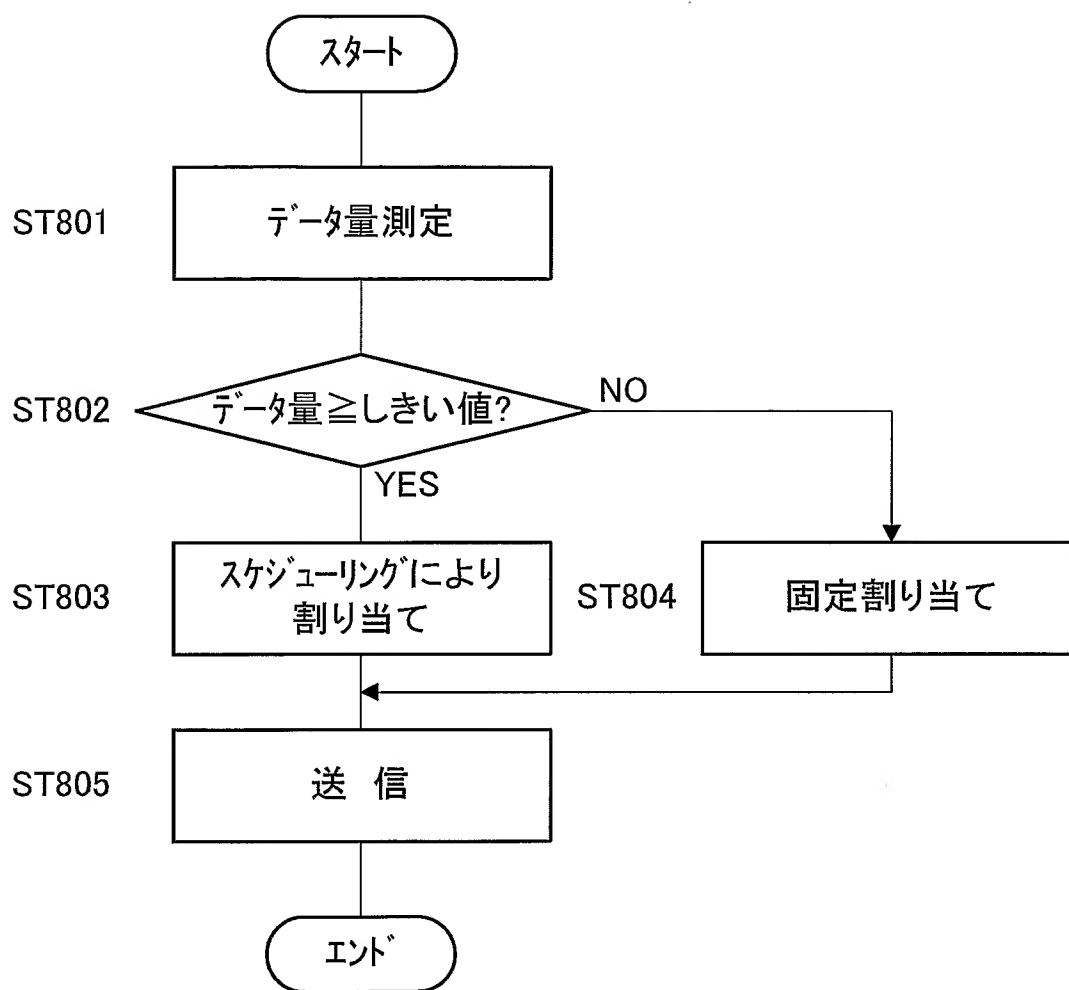


図9

10/20

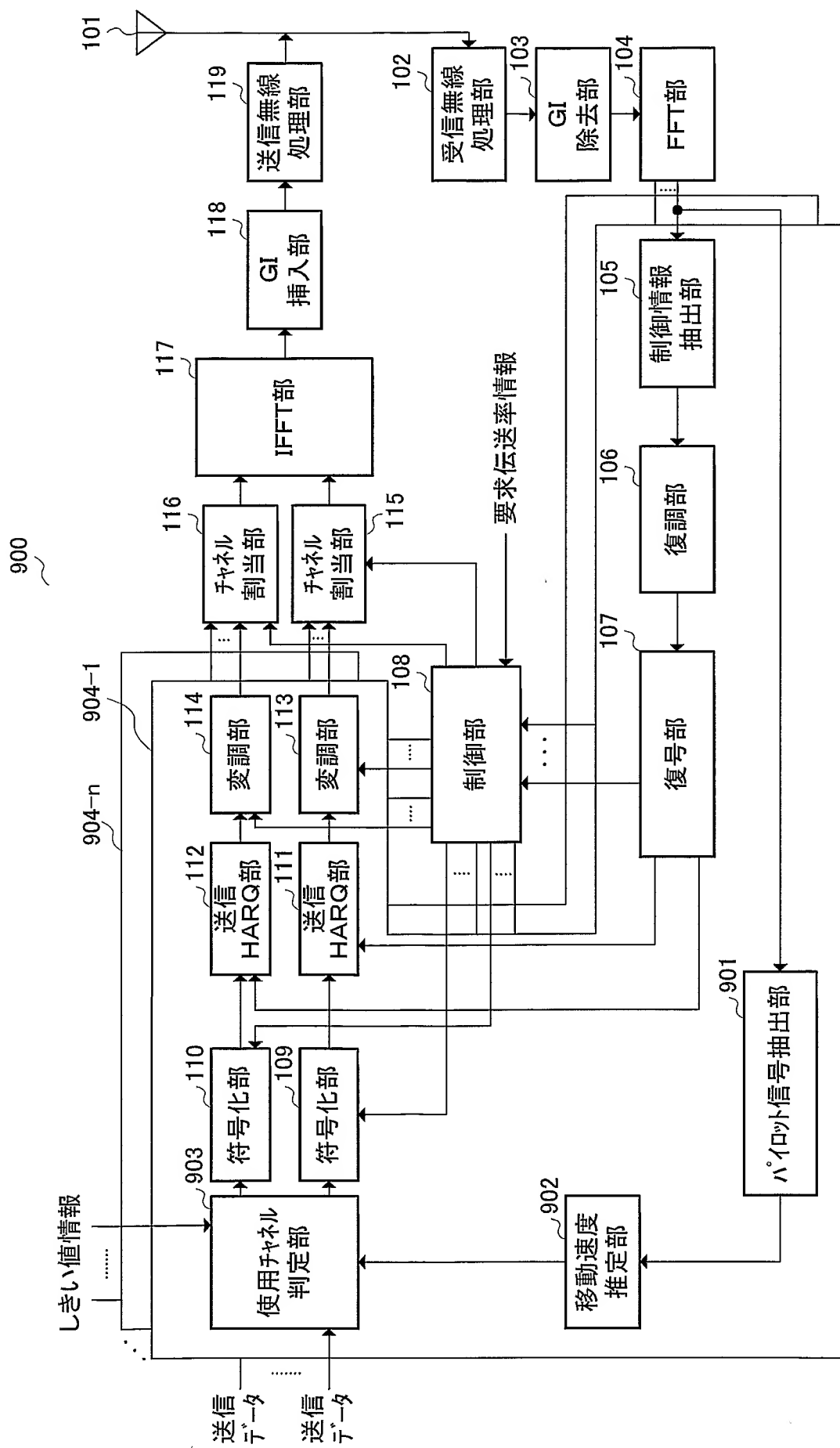


図10

11/20

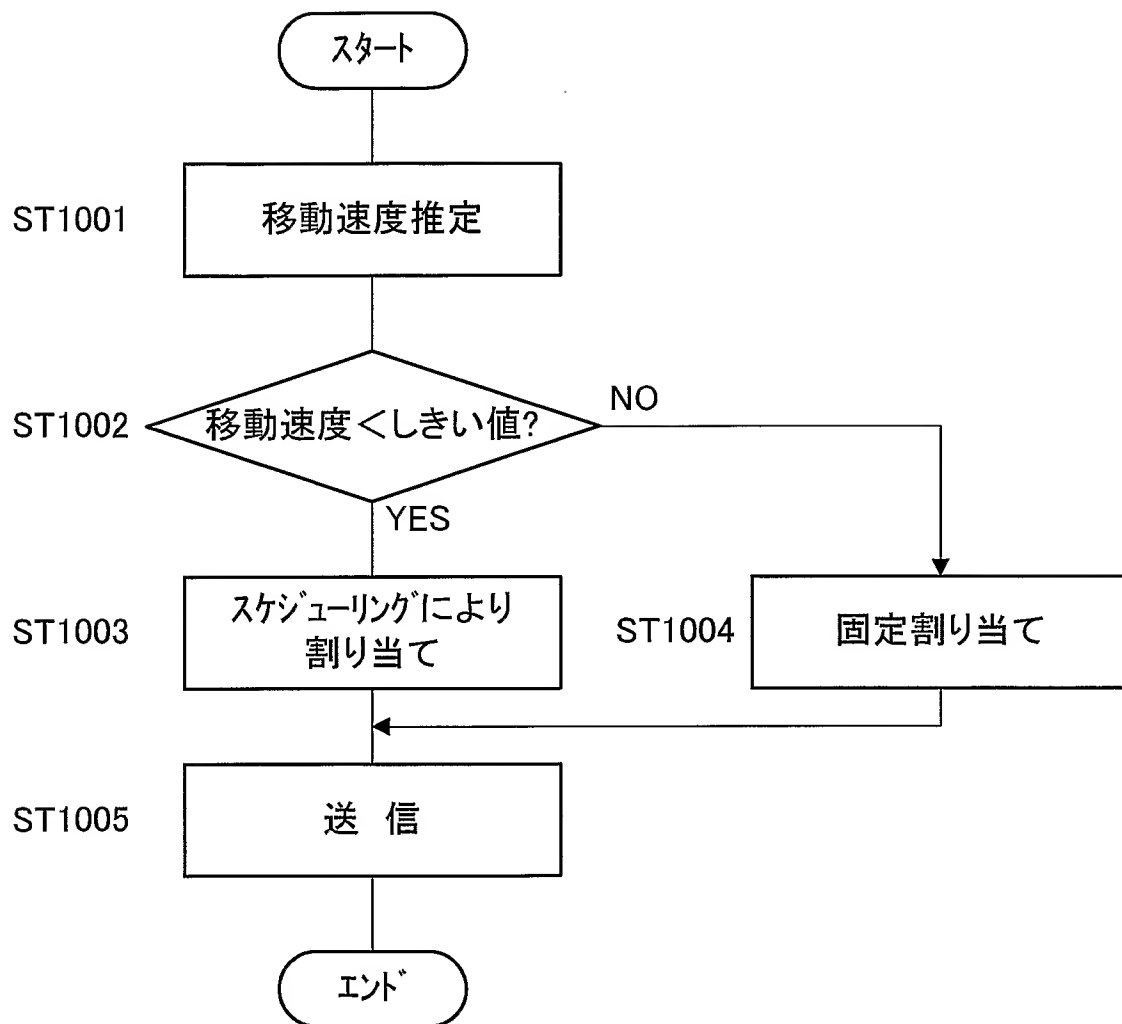


図11

12/20

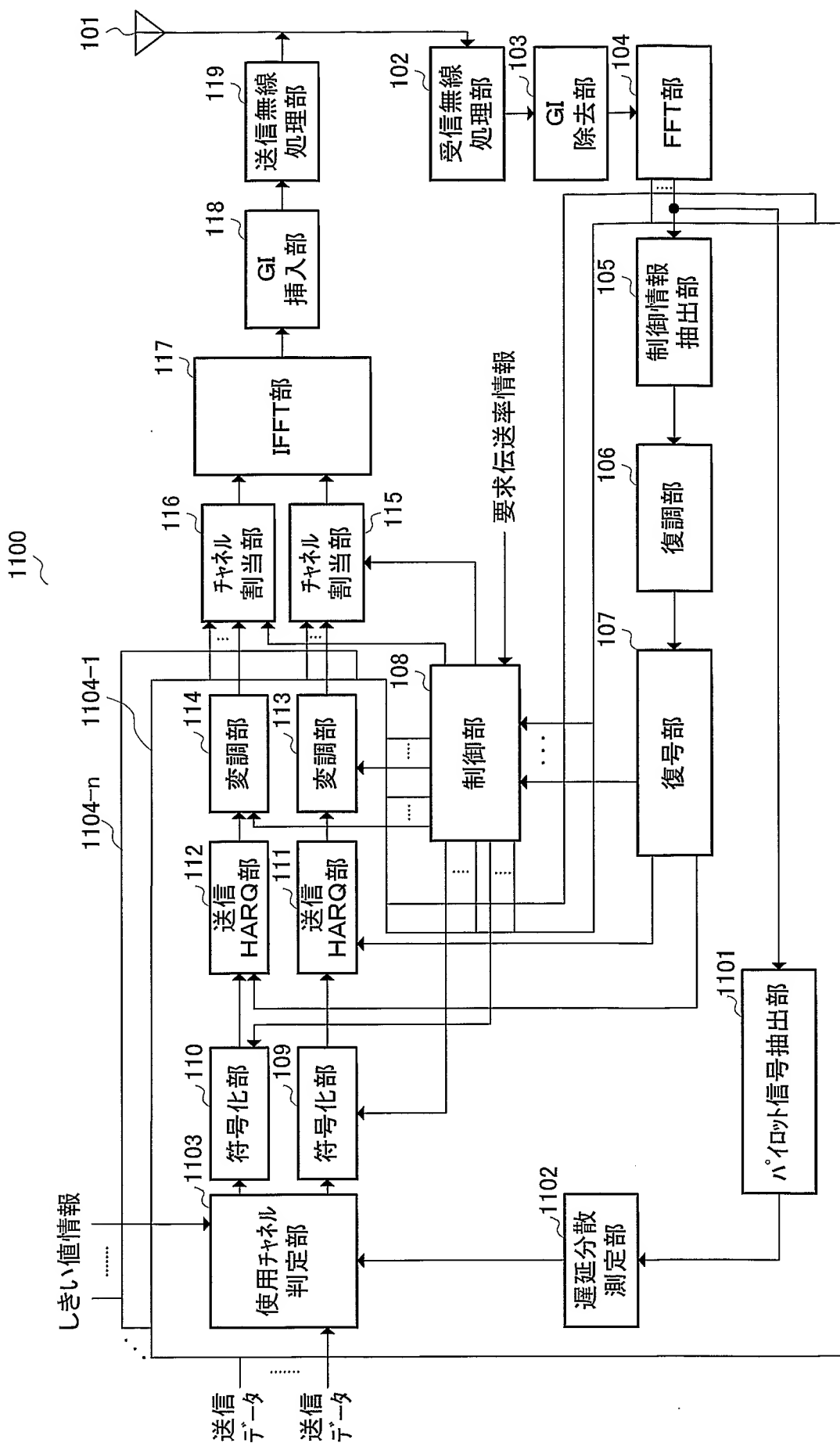


図12

13/20

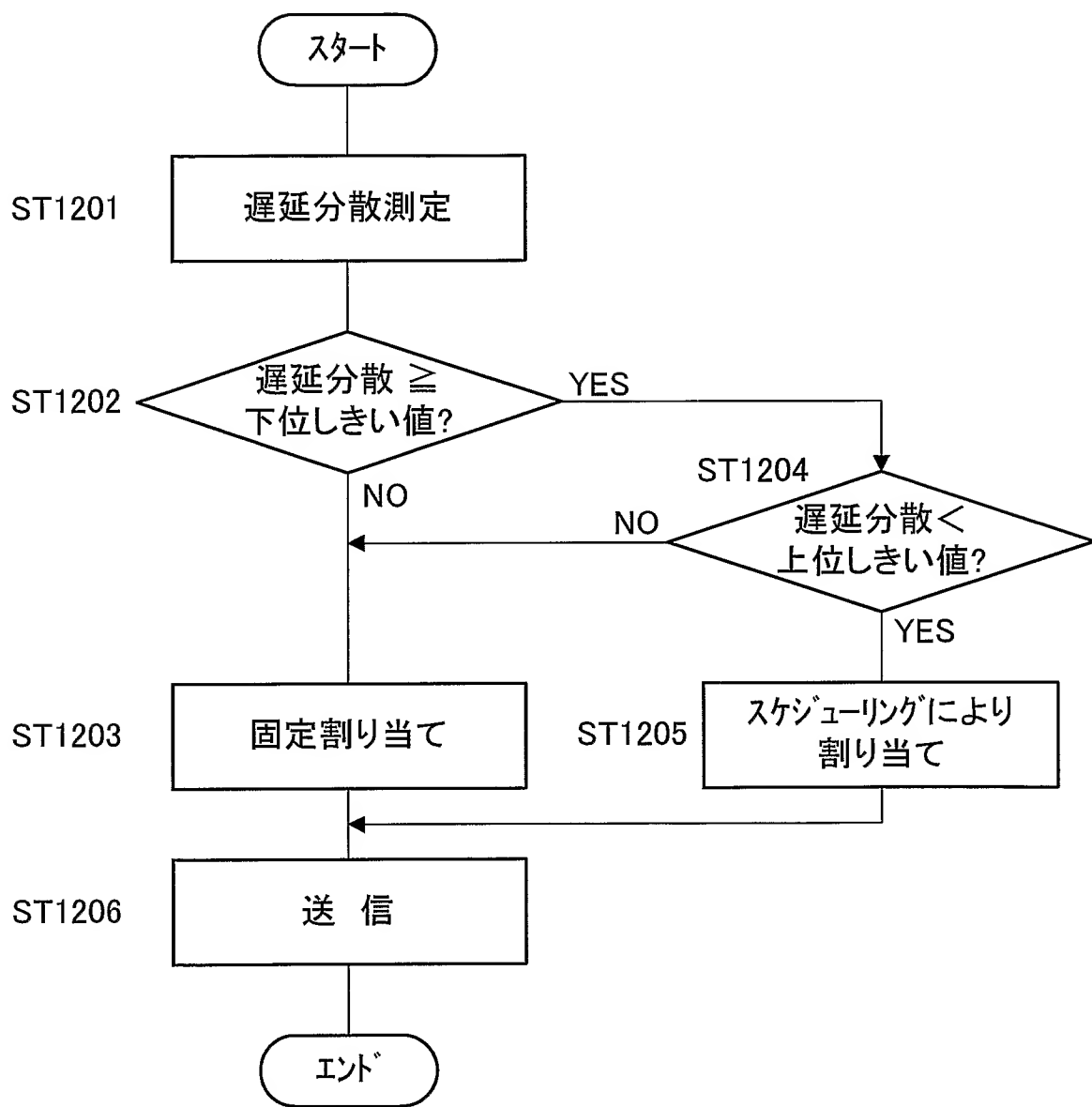


図13

14/20

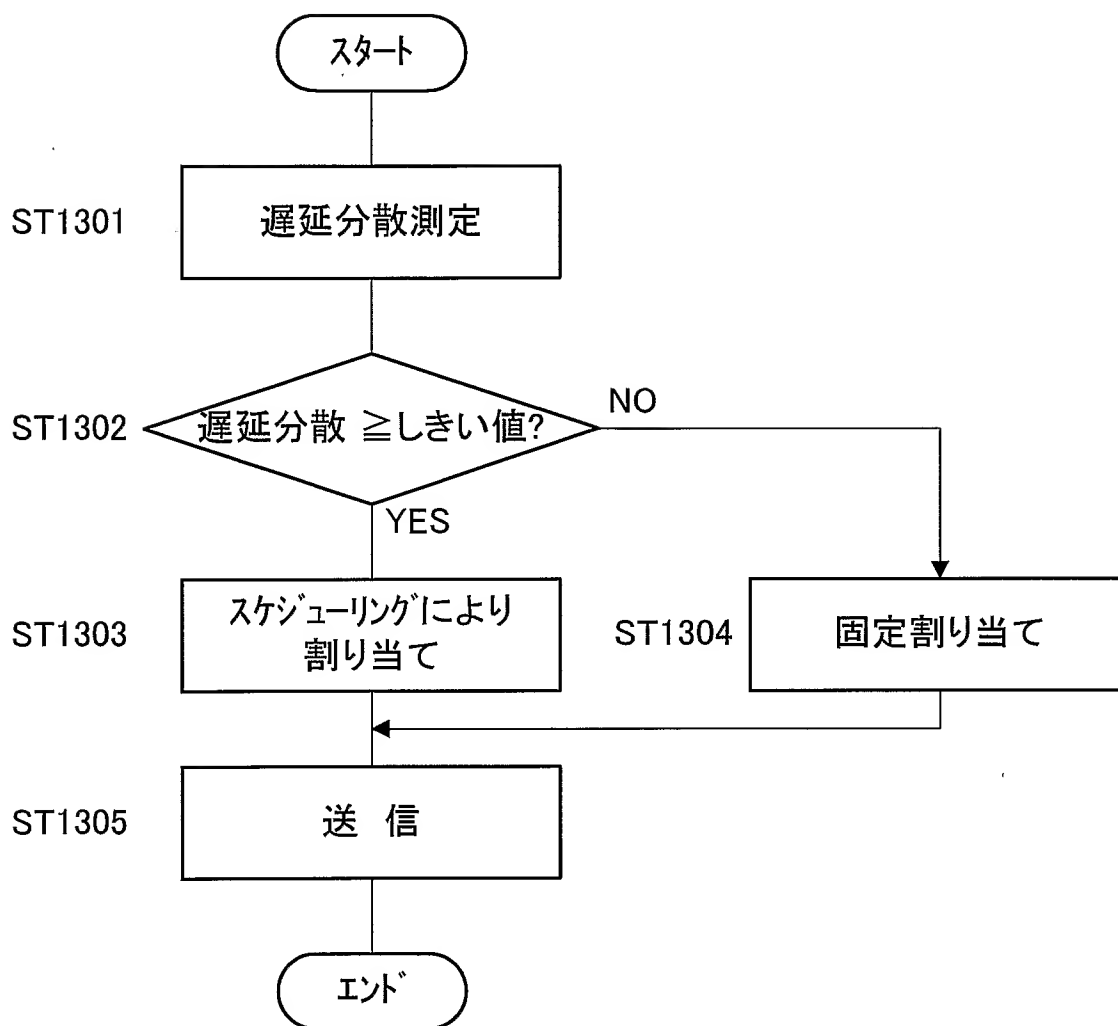


図14

15/20

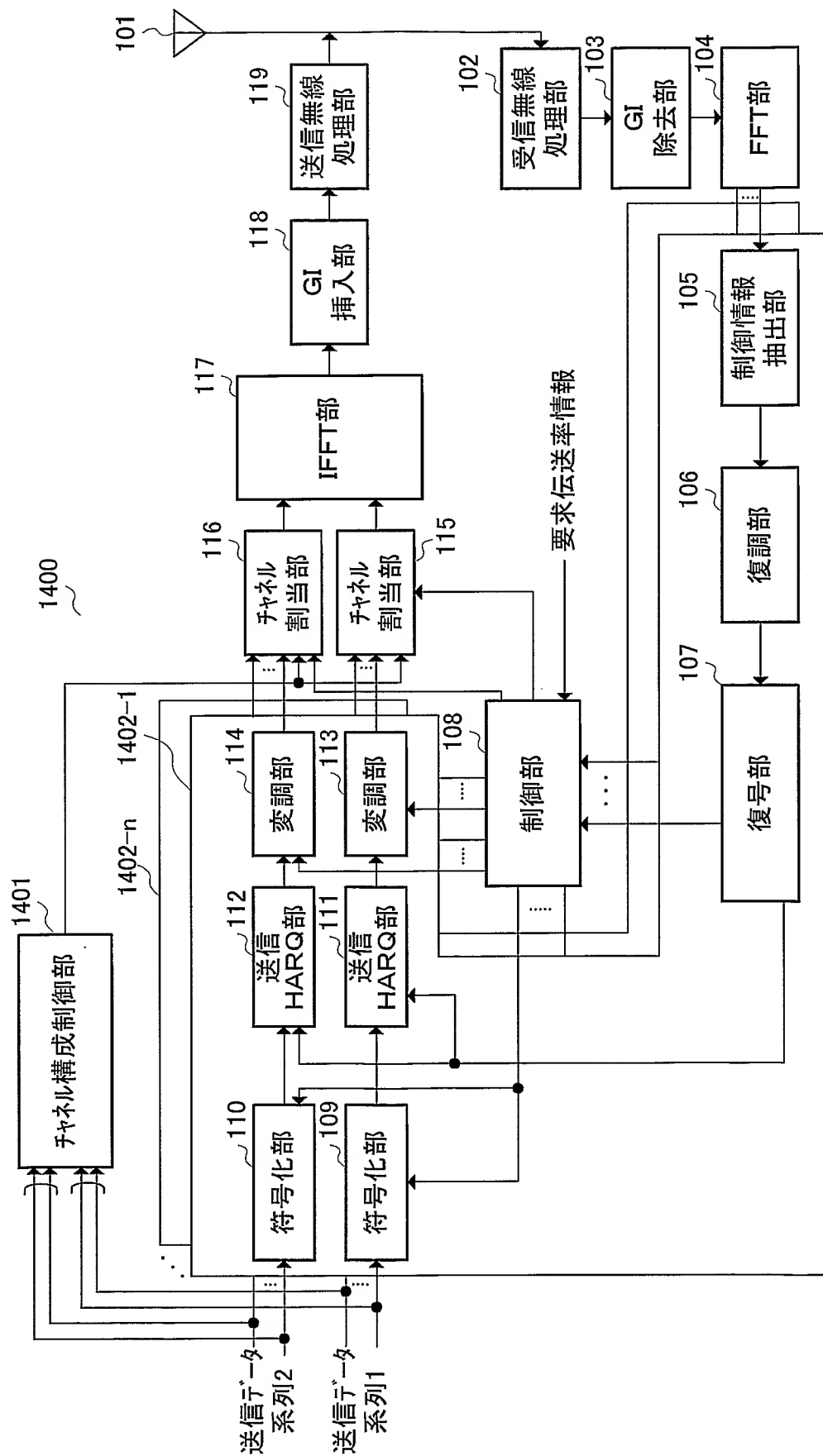
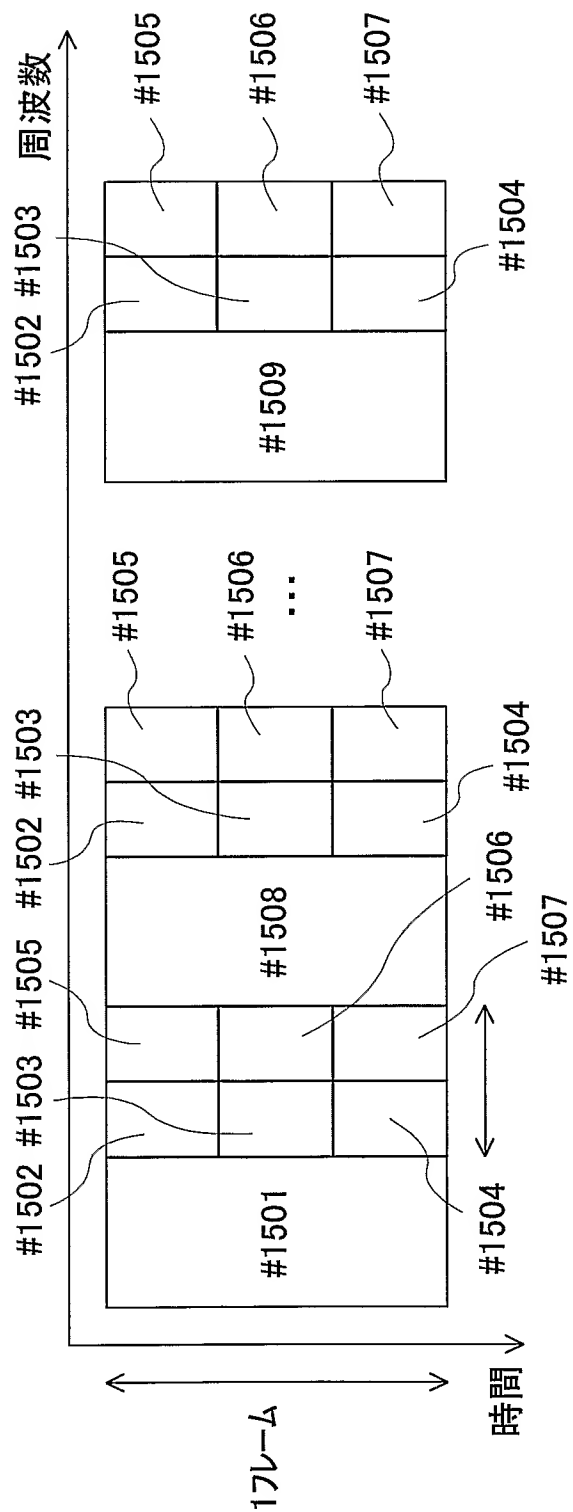
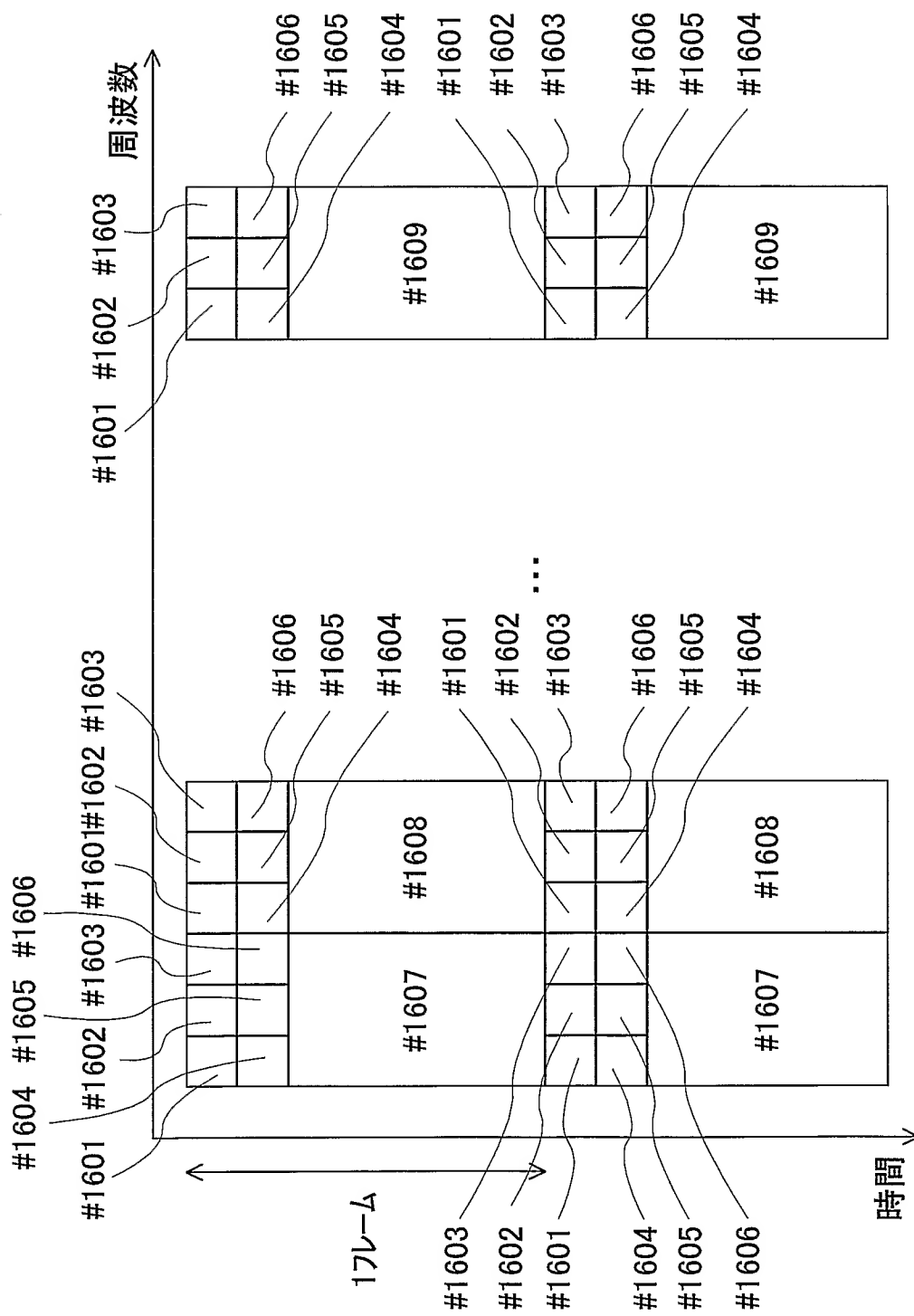


図15





91



17  
圖

18/20

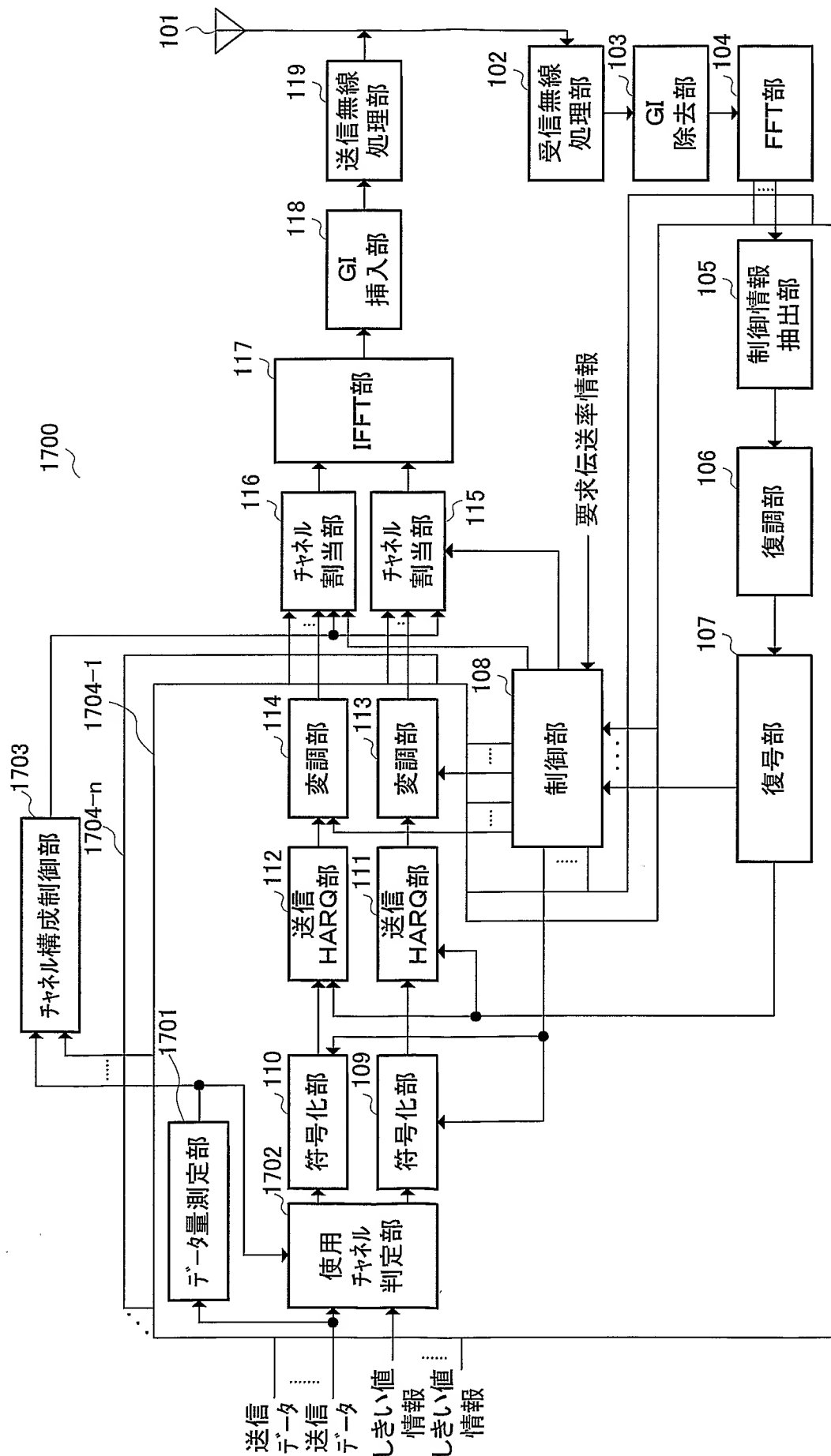


図18

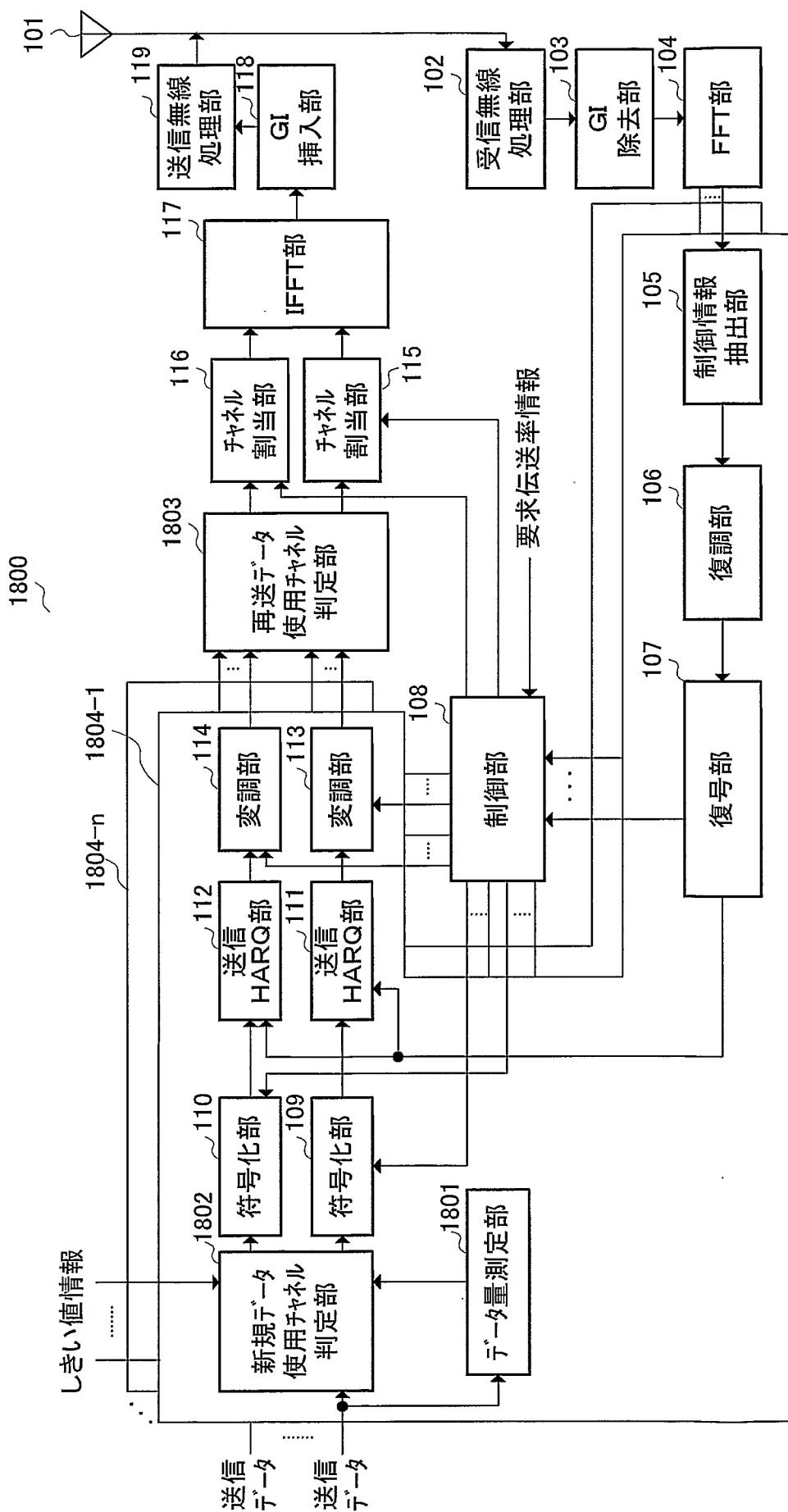


図19

20/20

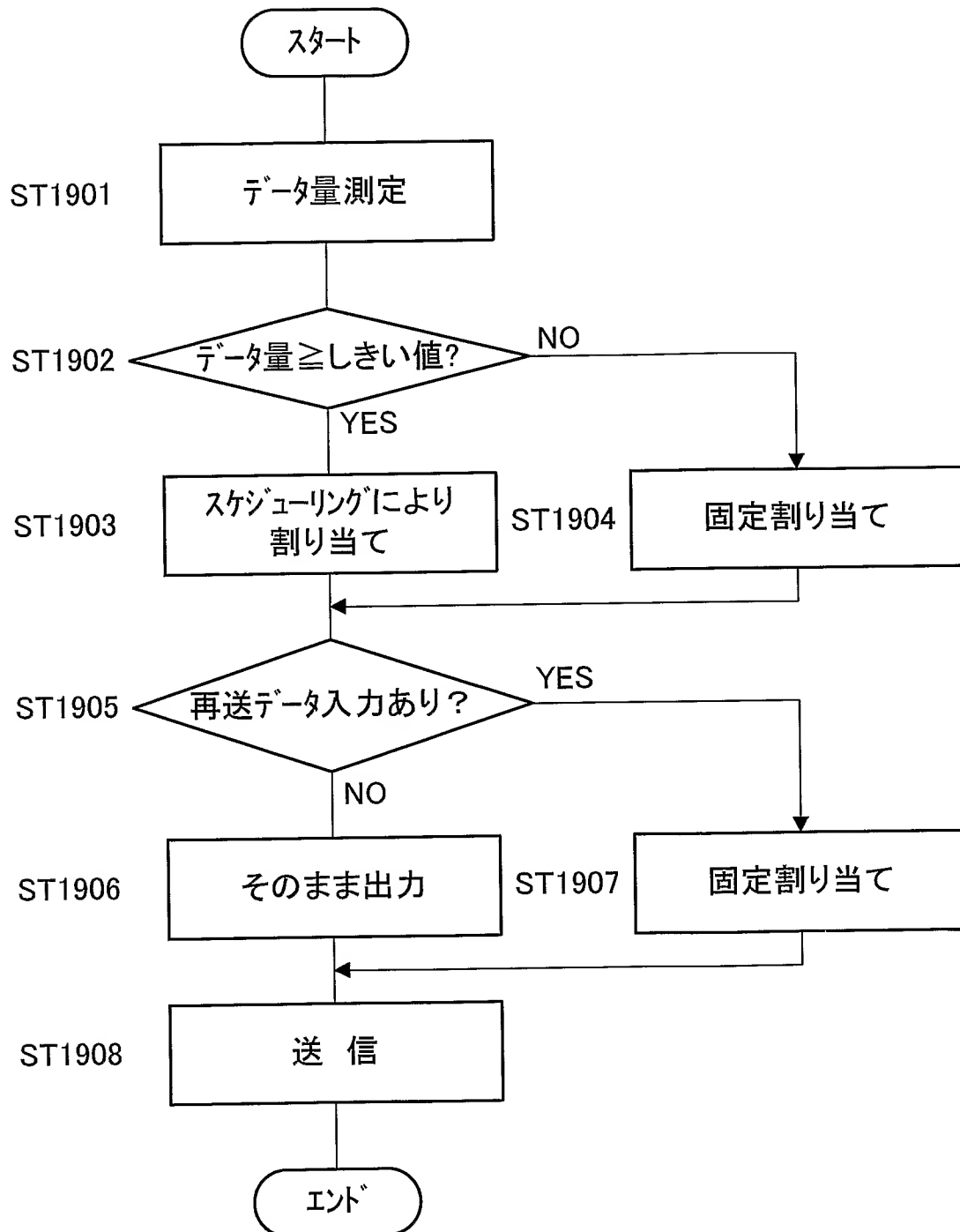


図20

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/012309

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl<sup>7</sup> H04J11/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl<sup>7</sup> H04J11/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1926-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2004

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2004 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

| Category* | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages                                                                                                                                                                                                                        | Relevant to claim No. |
|-----------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------|
| A         | Munehiro URA, Yoshitaka HARA, Takahide KAMIO, "Kokoritsu Data Tsushin-yo MC-CDMA Hoshiki no Ichi Kento", The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Gijutsu Kenkyu Hokoku, Vol.100, No.664, 02 March, 2001 (02.03.01), pages 105 to 110                                        | 1-15                  |
| A         | Yoshitaka HARA, Takashi KAWABATA, Keisho DAN, Takashi SEKIGUCHI, "Shuhasu Scheduling MC-CDM ni Okeru Frame Kosei to Seigyo Hoho ni Kansuru Kento", The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Gijutsu Kenkyu Hokoku, Vol.102, No.206, 12 July, 2002 (12.07.02), pages 67 to 72 | 1-15                  |

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
16 November, 2004 (16.11.04)

Date of mailing of the international search report  
30 November, 2004 (30.11.04)

Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/012309

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

| Category* | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages                                                                                                                                                                                       | Relevant to claim No. |
|-----------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------|
| A         | Yoshitaka HARA, Takashi KAWABATA, Keisho DAN, Takashi SEKIGUCHI, "Shuhasu Scheduling o Mochi ita MC-CDM Hoshiki", The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Gijutsu Kenkyu Hokoku, Vol.102, No.206, 12 July, 2002 (12.07.02), pages 61 to 66 | 1-15                  |
| A         | JP 2002-252619 A (Kabushiki Kaisha YRP Ido Tsushin Kiban Gijutsu Kenkyusho), 06 September, 2002 (06.09.02), Full text; all drawings (Family: none)                                                                                                                       | 1-15                  |
| A         | JP 2003-158500 A (NEC Corp.), 30 May, 2003 (30.05.03), Full text; all drawings & US 2003/0096579 A1 & GB 2382964 A                                                                                                                                                       | 1-15                  |
| A         | JP 2001-238269 A (KDDI Corp.), 31 August, 2001 (31.08.01), Full text; all drawings & US 2001/0024427 A1                                                                                                                                                                  | 1-15                  |
| A         | JP 2003-218823 A (Mega Chips Corp.), 31 July, 2003 (31.07.03), Par. No. [0080]; Fig. 2 (Family: none)                                                                                                                                                                    | 1-15                  |
| A         | JP 2003-229829 A (Sony Corp.), 15 August, 2003 (15.08.03), Fig. 2 (Family: none)                                                                                                                                                                                         | 1-15                  |
| A         | JP 2002-009733 A (Hitachi Kokusai Electric Inc.), 11 January, 2002 (11.01.02), Par. No. [0003] & US 2001/0055296 A1 & EP 1168747 A2                                                                                                                                      | 1-15                  |

|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             |                                                                                                                             |                                                                      |  |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------|--|
| <b>A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))</b><br>Int. Cl <sup>7</sup> H04J11/00                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                      |                                                                                                                             |                                                                      |  |
| <b>B. 調査を行った分野</b><br>調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))<br>Int. Cl <sup>7</sup> H04J11/00                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |                                                                                                                             |                                                                      |  |
| 最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの<br>日本国実用新案公報 1926年-1996年<br>日本国公開実用新案公報 1971年-2004年<br>日本国登録実用新案公報 1994年-2004年<br>日本国実用新案登録公報 1996年-2004年                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |                                                                                                                             |                                                                      |  |
| 国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |                                                                                                                             |                                                                      |  |
| <b>C. 関連すると認められる文献</b>                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                      |                                                                                                                             |                                                                      |  |
| 引用文献の<br>カテゴリー*                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             | 引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示                                                                                           | 関連する<br>請求の範囲の番号                                                     |  |
| A                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           | 宇良宗博, 原嘉孝, 神尾享秀, “高効率データ通信用MC-CDM A方式の一検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 100, No. 664, 2001. 03. 02, pp. 105-110                    | 1-15                                                                 |  |
| A                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           | 原嘉孝, 川端孝史, 段勁松, 関口高志, “周波数スケジューリング MC-CDMにおけるフレーム構成と制御方法に関する検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 102, No. 206, 2002. 07. 12, pp. 67-72 | 1-15                                                                 |  |
| <input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |                                                                                                                             |                                                                      |  |
| * 引用文献のカテゴリー<br>「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの<br>「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの<br>「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)<br>「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献<br>「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願日の後に公表された文献<br>「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの<br>「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの<br>「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの<br>「&」同一パテントファミリー文献 |                                                                                                                             |                                                                      |  |
| 国際調査を完了した日<br>16. 11. 2004                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  |                                                                                                                             | 国際調査報告の発送日<br>30.11.2004                                             |  |
| 国際調査機関の名称及びあて先<br>日本国特許庁 (ISA/JP)<br>郵便番号100-8915<br>東京都千代田区霞が関三丁目4番3号                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                      |                                                                                                                             | 特許庁審査官 (権限のある職員)<br>高野 洋<br>5 K 9 6 4 7<br>電話番号 03-3581-1101 内線 3556 |  |



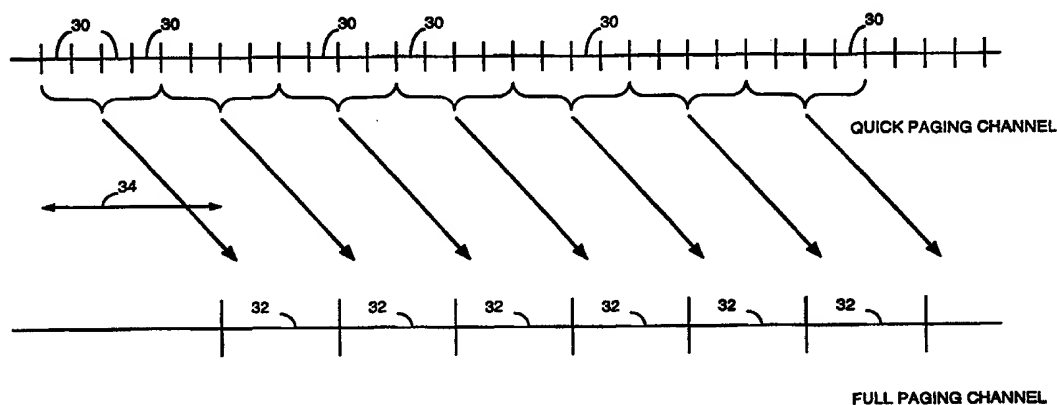
| C (続き) . 関連すると認められる文献 |                                                                                                                                           |                  |
|-----------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------|
| 引用文献の<br>カテゴリー*       | 引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示                                                                                                         | 関連する<br>請求の範囲の番号 |
| A                     | 原嘉孝, 川端孝史, 段勁松, 関口高志, “周波数スケジューリングを用いたMC-CDM方式”, 電子情報通信学会技術研究報告, V o l . 1 0 2 , N o . 2 0 6 , 2 0 0 2 . 0 7 . 1 2 , p p . 6 1 - 6 6      | 1-15             |
| A                     | J P 2 0 0 2 - 2 5 2 6 1 9 A (株式会社ワイ・アール・ピー移動通信基盤技術研究所), 2 0 0 2 . 0 9 . 0 6<br>全文, 全図 (ファミリーなし)                                           | 1-15             |
| A                     | J P 2 0 0 3 - 1 5 8 5 0 0 A (日本電気株式会社),<br>2 0 0 3 . 0 5 . 3 0<br>全文, 全図<br>& US 2 0 0 3 / 0 0 9 6 5 7 9 A 1<br>& GB 2 3 8 2 9 6 4 A      | 1-15             |
| A                     | J P 2 0 0 1 - 2 3 8 2 6 9 A (ケイディーディーアイ株式会社), 2 0 0 1 . 0 8 . 3 1<br>全文, 全図<br>& US 2 0 0 1 / 0 0 2 4 4 2 7 A 1                           | 1-15             |
| A                     | J P 2 0 0 3 - 2 1 8 8 2 3 A (株式会社メガチップス),<br>2 0 0 3 . 0 7 . 3 1<br>第0080段落, 第2図 (ファミリーなし)                                                | 1-15             |
| A                     | J P 2 0 0 3 - 2 2 9 8 2 9 A (ソニー株式会社),<br>2 0 0 3 . 0 8 . 1 5<br>第2図 (ファミリーなし)                                                            | 1-15             |
| A                     | J P 2 0 0 2 - 0 0 9 7 3 3 A (株式会社日立国際電気),<br>2 0 0 2 . 0 1 . 1 1<br>第0003段落<br>& US 2 0 0 1 / 0 0 5 5 2 9 6 A 1<br>& EP 1 1 6 8 7 4 7 A 2 | 1-15             |



## INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

|                                                                                                                                                        |  |    |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--|----|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| (51) International Patent Classification <sup>6</sup> :<br>H04Q 7/20                                                                                   |  | A2 | (11) International Publication Number: WO 98/54919                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |
|                                                                                                                                                        |  |    | (43) International Publication Date: 3 December 1998 (03.12.98)                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |
| (21) International Application Number: PCT/US98/10912                                                                                                  |  |    | (81) Designated States: AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GE, GH, GM, GW, HU, ID, IL, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ, VN, YU, ZW, ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, SD, SZ, UG, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG). |
| (22) International Filing Date: 29 May 1998 (29.05.98)                                                                                                 |  |    |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |
| (30) Priority Data:                                                                                                                                    |  |    |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |
| 08/865,650 30 May 1997 (30.05.97) US                                                                                                                   |  |    |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |
| 08/890,355 9 July 1997 (09.07.97) US                                                                                                                   |  |    |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |
| (71) Applicant: QUALCOMM INCORPORATED [US/US]; 6455 Lusk Boulevard, San Diego, CA 92121 (US).                                                          |  |    | <b>Published</b><br><i>Without international search report and to be republished upon receipt of that report.</i>                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
| (72) Inventors: BUTLER, Brian, K.; 10727 Calston Way, San Diego, CA 92126 (US). GILHOUSEN, Klein, S.; 15025 Kelly Canyon Road, Bozeman, MT 59715 (US). |  |    |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |
| (74) Agents: MILLER, Russell, B. et al.; Qualcomm Incorporated, 6455 Lusk Boulevard, San Diego, CA 92121 (US).                                         |  |    |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |

(54) Title: A METHOD OF AND APPARATUS FOR PAGING A WIRELESS TERMINAL IN A WIRELESS TELECOMMUNICATIONS SYSTEM



## (57) Abstract

A method of and apparatus for paging a wireless terminal in a wireless telecommunications system reduce standby mode power consumption. A minimally encoded quick paging channel is established over which short, quick page messages (30) are transmitted during one of a set of quick paging slots. The quick page message indicates that a communications request has been received, and that the receiving communication terminals should process a highly encoded full paging channel over which more detailed, full page messages (32) are transmitted during the next full paging slot. A terminal monitors full paging channel only after a quick page message has been received on the quick paging channel.

**FOR THE PURPOSES OF INFORMATION ONLY**

Codes used to identify States party to the PCT on the front pages of pamphlets publishing international applications under the PCT.

|    |                          |    |                                          |    |                                              |    |                          |
|----|--------------------------|----|------------------------------------------|----|----------------------------------------------|----|--------------------------|
| AL | Albania                  | ES | Spain                                    | LS | Lesotho                                      | SI | Slovenia                 |
| AM | Armenia                  | FI | Finland                                  | LT | Lithuania                                    | SK | Slovakia                 |
| AT | Austria                  | FR | France                                   | LU | Luxembourg                                   | SN | Senegal                  |
| AU | Australia                | GA | Gabon                                    | LV | Latvia                                       | SZ | Swaziland                |
| AZ | Azerbaijan               | GB | United Kingdom                           | MC | Monaco                                       | TD | Chad                     |
| BA | Bosnia and Herzegovina   | GE | Georgia                                  | MD | Republic of Moldova                          | TG | Togo                     |
| BB | Barbados                 | GH | Ghana                                    | MG | Madagascar                                   | TJ | Tajikistan               |
| BE | Belgium                  | GN | Guinea                                   | MK | The former Yugoslav<br>Republic of Macedonia | TM | Turkmenistan             |
| BF | Burkina Faso             | GR | Greece                                   |    |                                              | TR | Turkey                   |
| BG | Bulgaria                 | HU | Hungary                                  | ML | Mali                                         | TT | Trinidad and Tobago      |
| BJ | Benin                    | IE | Ireland                                  | MN | Mongolia                                     | UA | Ukraine                  |
| BR | Brazil                   | IL | Israel                                   | MR | Mauritania                                   | UG | Uganda                   |
| BY | Belarus                  | IS | Iceland                                  | MW | Malawi                                       | US | United States of America |
| CA | Canada                   | IT | Italy                                    | MX | Mexico                                       | UZ | Uzbekistan               |
| CF | Central African Republic | JP | Japan                                    | NE | Niger                                        | VN | Viet Nam                 |
| CG | Congo                    | KE | Kenya                                    | NL | Netherlands                                  | YU | Yugoslavia               |
| CH | Switzerland              | KG | Kyrgyzstan                               | NO | Norway                                       | ZW | Zimbabwe                 |
| CI | Côte d'Ivoire            | KP | Democratic People's<br>Republic of Korea | NZ | New Zealand                                  |    |                          |
| CM | Cameroon                 |    |                                          | PL | Poland                                       |    |                          |
| CN | China                    | KR | Republic of Korea                        | PT | Portugal                                     |    |                          |
| CU | Cuba                     | KZ | Kazakhstan                               | RO | Romania                                      |    |                          |
| CZ | Czech Republic           | LC | Saint Lucia                              | RU | Russian Federation                           |    |                          |
| DE | Germany                  | LI | Liechtenstein                            | SD | Sudan                                        |    |                          |
| DK | Denmark                  | LK | Sri Lanka                                | SE | Sweden                                       |    |                          |
| EE | Estonia                  | LR | Liberia                                  | SG | Singapore                                    |    |                          |

# A METHOD OF AND APPARATUS FOR PAGING A WIRELESS TERMINAL IN A WIRELESS TELECOMMUNICATIONS SYSTEM

5

## BACKGROUND OF THE INVENTION

### I. Field of the Invention

The present invention relates to a method of and apparatus for paging  
10 a wireless terminal in a wireless telecommunications system. More  
specifically, the present invention relates to a novel and improved method  
and apparatus for paging a cellular telephone or other wireless  
communications device. Paging may be effected using a quick paging  
channel and a full paging channel.

15

### II. Description of the Related Art

The IS-95 cellular telephone standard (and its derivatives such as IS-  
95A and ANSI J-STD-008 referred to herein collectively as IS-95) uses  
20 advanced signal processing techniques to provide efficient and high quality  
cellular telephone service. For example, an IS-95 compliant cellular  
telephone system utilizes vocoding, error detection, forward error correction  
(FEC), interleaving and spread spectrum modulation in order to make more  
efficient use of the available RF bandwidth, and to provide more robust  
25 connections. In general, the benefits provided by IS-95 include longer talk  
time, higher capacity, and fewer dropped calls when compared to other types  
of cellular telephone systems.

To conduct communications in an orderly manner, IS-95 provides a  
set of highly encoded channels over which data having different functions is  
30 transmitted. These highly encoded channels include a paging channel over  
which paging messages are transmitted notifying cellular telephones or  
other types of wireless terminals that an incoming request to communicate  
is pending. In accordance with the IS-95 standard, paging messages are  
transmitted at low to medium data rates (4800 or 9600 bps) during time slots  
35 that are preassigned to groups of cellular telephones. Table I provides the  
data included in a General Page Message as an example of typical a paging  
message generated substantially in accordance with the IS-95A standard.

| Message Field           | Length (Bits)  |
|-------------------------|----------------|
| MSG_TYPE (Message Type) | 8              |
| CONFIG_MSG_SEQ          | 6              |
| ACC_MSG_SEQ             | 6              |
| CLASS_0_DONE            | 1              |
| CLASS_1_DONE            | 1              |
| RESERVED                | 2              |
| BROADCAST_DONE          | 1              |
| RESERVED                | 4              |
| ADD_LENGTH              | 3              |
| ADD_PFIELD              | 8 x ADD_LENGTH |

And zero or more occurrences of the following page record:

|                            |                         |
|----------------------------|-------------------------|
| PAGE_CLASS                 | 2                       |
| PAGE_SUBCLASS              | 2                       |
| Page class specific fields | Typically 2 - 12 bytes. |

5

**Table I.**

Table I is provided simply to illustrate the length of a typical paging message, so a detailed description of the function of each field is not included herein. Such a detailed description may be obtained, however, by referring to the well known, and publicly available, IS-95 standard (in particular the IS-95A standard). The paging messages also begin with an eight bit message length field (MSG\_LEN), that indicates the length of the message, and end with a 30 bit cyclical-redundancy-check (CRC) field (not shown).

15

To monitor for paging messages, a cellular telephone periodically monitors the paging channel during the assigned paging slot. In particular, the cellular telephone periodically activates complex RF and digital signal processing circuitry for as long as is necessary to successfully process the paging message. Since the typical paging message is relatively long, and transmitted via a highly encoded low to medium rate channel, the associated processing during each paging slot requires significant amount time and signal processing resources, and therefore requires a significant amount of power to complete. This reduces the amount of time an IS-95

20

cellular telephone can remain in standby mode using a battery of given capacity, and therefore is highly undesirable.

## SUMMARY OF THE INVENTION

5

In one aspect the invention provides a method for paging a wireless terminal in a wireless telecommunications system comprising: transmitting a quick page message via a less encoded channel; and generating a full page message via a more encoded channel.

10

In another aspect the invention provides a method for paging a wireless terminal from a set of wireless terminals comprising: a) transmitting a quick page message directed to a subset of said set of wireless terminals that includes the wireless terminal; and b) generating a full page message identifying said wireless terminal.

15

The invention also provides a method for paging a wireless terminal comprising: a) generating a quick page message; and b) generating a full page message, wherein said quick page message contains substantially less data than said full page message.

20

The invention further provides a method of receiving a paging message comprising the steps of: a) monitoring a quick paging channel for a quick page message; and b) monitoring a full paging channel when a quick page message is received.

25

The invention moreover provides an apparatus for paging a wireless terminal in a wireless telecommunications system, the apparatus comprising: means for transmitting a quick page message via a less encoded channel; and means for generating a full page message via a more encoded channel.

30

The present invention is embodied in a novel and improved method and system for paging a cellular telephone or other wireless terminal that reduces standby mode power consumption. Two paging channels may be used. In accordance with one embodiment of the invention, a minimally encoded quick paging channel is established over which short, quick page messages are transmitted during one of a set of quick paging slots. The quick page message indicates that a request to communicate has been received and that the receiving communication terminals should process a highly encoded full paging channel transmitted during the next full paging slot for a more detailed, full page message. A communications terminal monitors full paging channel after a quick page message has been received on the quick paging channel.

35

To page the communications terminal, a base station controller first generates the quick page message during a quick page slot assigned to a set of communications terminal that includes the particular communications terminals being paged. This is followed by a full page message identifying the particular communications terminal. The communications terminal periodically monitors the quick paging slot and, upon detecting the quick page, activates decoding circuitry for processing the full paging channel. Upon processing the full paging channel, the communications terminal determines if the full page message is directed to it, and if not, deactivates the decoding circuitry and returns to processing the quick paging channel.

## BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

The above and further features, objects, and advantages of the present invention will become more apparent from the detailed description of embodiments of the invention set forth below when taken in conjunction with the drawings in which like reference characters identify correspondingly throughout and wherein:

FIG. 1 is a block diagram of a cellular telephone system;

FIG. 2 is a timing diagram illustrating the timing slots in a quick paging channel and a full paging channel;

FIG. 3 is a flow diagram illustrating steps performed during the paging of a wireless terminal;

FIG. 4 is a block diagram illustrating coding performed on the full paging channel and the quick paging channel;

FIG. 5 is a flow diagram illustrating the steps performed by a wireless terminal during standby mode; and

FIG. 6 is a block diagram of a receiver configured in accordance with one embodiment of the invention.

## DETAILED DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENTS

A method and system for paging a cellular telephone or other wireless terminal that reduces standby mode power consumption is described. Two paging channels may be used. In the following description an embodiment of the invention is set forth in the context of a cellular telephone system operating substantially in accordance with the IS-95 standard. While the invention is particularly suited for operation in such

an environment, many other digital communication systems can benefit from the use of the present invention, including TDMA based wireless communication systems, satellite based communication system, and wireline systems over which encoded signaling is transmitted.

5        **FIG. 1** is a block diagram of a highly simplified cellular telephone system configured for use with the use of the present invention. Wireless terminals **10** (typically cellular telephones) are located among base stations **12**. Wireless terminals **10a** and **10b** are in active mode and therefore are interfacing with one or more base stations **12** using radio frequency (RF) signals modulated in accordance with the CDMA signal processing techniques of the IS-95 standard. A system and method for processing RF signals substantially in accordance with the use of the IS-95 standard is described in US patent 5,103,459 entitled "System and Method for Generating Signal Waveforms in a CDMA Cellular Telephone System" assigned to the assignee of the present invention and incorporated herein by reference ('459 patent). The other wireless terminals **10** are in standby mode and therefore monitoring for page messages indicating a request to communicate.

15        In the preferred embodiment of the invention, each base station generates forward link signals comprising a set of forward link channels. The channels are established by a set of orthogonal 64 chip (or bit) Walsh codes, each of which is used to modulate the data associated with a particular channel. The channels are categorized by function and include a pilot channel over which a phase offset pattern is repeatedly transmitted, a synch channel over which synchronization data is transmitted including the absolute system time and the phase offset of the associated pilot channel, and traffic channels over which the data directed to the terminals are transmitted. The traffic channels are normally assigned to transmit data to a particular wireless terminal **10** for the duration of the interface with that particular base station.

25        Additionally, in accordance with one embodiment of the invention, one or more of the Walsh channels are designated as quick paging channels, and one or more of the Walsh channels as full paging channels. The designation and operation of the full paging channels is preferably performed in accordance with the paging channel specified by the IS-95 standard. Some methods and apparatus for performing paging substantially in accordance with the IS-95 standard are described in US patents 5,392,287 ('287 patent) entitled "APPARATUS AND METHOD FOR REDUCING POWER CONSUMPTION IN A MOBILE COMMUNICATIONS RECEIVER" AND 5,509,015 ('015 patent) entitled "METHOD AND APPARATUS FOR



SCHEDULING COMMUNICATIONS BETWEEN TRANSCEIVERS" both assigned to the assignee and incorporated herein by reference.

As described in the '287 and '015 patents, and as specified by the IS-95 standard, the full paging channel is time divided into time "slots". The slots are, in turn, assigned to groups of wireless terminals, where the assignment is performed based on the International Mobile Subscriber ID (IMSI) which is unique for each wireless terminal 10, or other terminal identification information such as one or more Mobile Identification Numbers (MIN). In alternative embodiments of the invention other identification information may also be used including the electronic serial number (ESN) of the wireless terminal or the temporary mobile subscriber ID (TMSI). Others will recognize additional values that may be used. The various possible types of identification information that may be used will be referred to hereinafter collectively as the MOBILE ID. The quick paging channels are also divided into time slots.

FIG. 2 is a timing diagram illustrating the time slots of a full paging channel and a quick paging channel when configured in accordance with one embodiment of the invention. The quick paging channel is divided into quick paging slots 30 and the full paging channel is divided into full paging slots 32 which are preferably longer in duration than the quick paging slots. Sets, or groups, of quick paging slots 30 are assigned to single full paging slots 32 as illustrated by the diagonal arrows, although the use of a one-to-one correspondence between quick paging slots and full paging slots, or other ratios, is consistent with the use of the invention. The assignment of the quick paging slots 30 to a particular set of wireless terminals is preferably performed via application of a hashing function to the MOBILE ID of the wireless terminal 10.

To page a particular wireless terminal 10, a quick page message is transmitted during the quick paging slot and a full page message is transmitted during the full page slot assigned to that wireless terminal. The quick paging slot and full paging slots occur in a periodically repeating fashion, which ensures that a slot associated with particular terminal occurs after some limited period of time. As illustrated in FIG. 2, the full page slots 32 occur a delay 34 after the associated quick paging slots 30 to allow the wireless terminal to process the quick page message and activate additional decoding circuitry before the next full page slot.

FIG. 3 is a block diagram of the steps performed by BSC 14 during the paging process. The paging process begins at step 36 and at step 38 it is

determined whether a request to communicate has been received. If not step 38 is performed again.

If a request to communicate has been received, the full paging slot and quick paging slot associated with the wireless terminal to which the communication request is directed are calculated at step 40 based on the MOBILE ID or other identification information of that wireless terminal 10. In one embodiment of the invention, the quick paging slot is calculated using a first hashing function, and the full paging slot is calculated using a second hashing function where the second hashing function is different than the first hashing function. Additionally, the full paging slots are on the order of 80 ms, while the quick paging slots are on the order of 5 ms. The wireless terminal 10 may have to process all or part of the full paging channel depending on the content of the paging message being received in accordance with IS-95. BSC 14 preferably performs the necessary processing using one or more microprocessors running software stored in memory (not shown).

In an exemplary embodiment of the invention, the full paging slot is determined in accordance with the above referenced '287 and '015 patents, and the quick paging slot is determined by application of another hashing function to the MOBILE ID, although the use of other methods for assigning paging slots to wireless terminals is consistent with the use of the present invention. In particular, the full page slot corresponds to the system time  $t$ , provided in frames of 20 ms, where the following equation is true:

$$(\text{floor}(t/4) - \text{PGSLOT}) \bmod (16 \cdot T) = 0, \quad (1)$$

where  $T$  is a slot cycle length in units of 1.28 second given by  $T=2^i$  where  $i$  is the slot cycle index (SCI). PGSLOT is determined using a the following hashing function:

$$\text{PGSLOT} = \text{floor}(N \times ((40505 \times (L \oplus H \oplus \text{DECORR})) \bmod 2^{16}) / 2^{16}), \quad (2)$$

where  $L$  is the 16 least significant bits of a 32-bit HASH\_KEY and  $H$  is 16 most significant bits of the HASH\_KEY, and  $N$  is 2048. The HASH\_KEY is preferably the MOBILE\_ID or some derivative thereof such and the IMSI. The function  $\text{floor}(x)$  returns the largest integer less than or equal to  $x$ . For example, the result of  $\text{floor}(2.99)$ ,  $\text{floor}(2.01)$  and  $\text{floor}(2.00)$  is 2 and the result of  $\text{floor}(-2.5)$  is -3. The decorrelation value DECORR is calculated as follows:

$$\text{DECORR} = 6 \times \text{HASH\_KEY}[0..11] \quad (3)$$

where HASH\_KEY[0..11] is the eleven least significant bits of the 32 bit HASH\_KEY value.

5 The hashing function used to determine the quick paging slot in a preferred embodiment of the invention is calculated in a similar manner to the full paging slot, except that the quick paging slot occurs between 40 to 120 ms before the full paging slot, and the set of wireless terminals assigned to a quick paging slot changes over time to ensure that each wireless terminal 10 is associated with a different set of other wireless terminals 10 during each quick paging slot. Varying the set of terminals 10 with which each wireless terminal 10 is associated during each paging slot helps ensure that less active wireless terminals do not become permanently associated with a more active wireless terminal 10, and therefore have to unnecessarily monitor for a large number full paging messages that are not directed to it.

10 In an exemplary embodiment of the invention, the quick paging slot for a wireless terminal 10 occurs within an 80 ms quick page period that begins 120 ms before the beginning of the full paging slot as calculated by the following equation:

15 
$$(\text{floor}((t-6)/4) - \text{PGSLOT}) \bmod(16*T) = 0, \quad (4)$$

20 where PGSLOT is the same as that used for the full paging slot. The duration of the quick page period is preferably 80 ms. The quick page period is divided into quick paging slots during which the quick page messages are transmitted, which is described in greater detail below. Preferably, the quick paging slots and associated quick page messages are a single bit in duration. Therefore, the number of quick paging slots per quick page period is a function of the data rate of the quick paging channel.

25 As should be apparent, equation (4) is the same as equation (1) except that system time is offset by six frames, which causes the beginning of the quick page period to begin 120 ms before the full page slot. Providing an offset of 120 ms ensures that there is at least 40 ms of time exists (given the quick page period of 80 ms) between any particular quick page slot and the full page slot, which gives the wireless terminal enough time to prepare to process the full page message after receiving a quick page message.

30 Within the 80 ms quick page period, the quick paging slot (having a duration of one bit) assigned to a particular wireless terminal 10 is determined using the following equation::

$$\text{QUICK\_PGSLOT} = 1 + \text{floor}(N \times ((40505 \times (L \oplus H \oplus \text{DECORR})) \bmod 2^{16}) / 2^{16}), \quad (5)$$

with the value  $N$  is set to the quick paging channel data rate (QPAGE\_RATE) in number of bits per 80 ms slot. For example, if the quick  
 5 paging channel data rate is 9600 bits/second the value QPAGE\_RATE is equal to 768 bits/frame. Additionally, the decorrelation value is set as follows:

$$\text{DECORR} = \text{floor}((t-6)/64) \bmod 2^{16}. \quad (6)$$

10 Thus, equation (5) returns a value between 1 and 768 corresponding to the quick paging slot (or bit location) within an 80 ms quick page period that begins 120 ms before the corresponding full paging slot. The wireless terminal monitors the quick paging channel during this quick paging slot and if a quick page message is received, the wireless terminal will then  
 15 monitor the full paging channel for a full paging message.

As should be apparent from equation (6), the decorrelation value DECORR for the quick paging channel is calculated as a function of system time, and therefore the resulting value QUICK\_PGSLLOT for a given set of wireless terminals 10 will differ as time progresses. This causes the set of  
 20 wireless terminals 10 associated with a particular full paging slot to have different quick paging slots over time (although they may still be paged during the same quick page period), which will help ensure that a less active wireless terminal 10 is not tied to a more active wireless terminal 10 which would cause it to monitor the full paging channel with unnecessary  
 25 frequency, and therefore unnecessary energy consumption.

If the MOBILE ID is not contained directly within the request to communicate, it may be obtained via a look-up in a database using any other identification information contained in the request such as the telephone number or mobile identification number (MIN) of the wireless terminal 10.

30 Once the quick paging slot and the full paging slot are determined, BSC 14 transmits a quick page message at step 42 on a quick paging channel, and full page message at step 44 on a full paging channel, via one or more base stations 12. The base stations 12 encode and modulate the paging channels as described in greater detail below, and transmission of the two  
 35 page messages occurs during the corresponding quick paging slot and full paging slot.

After transmission of the quick page message and the full page message, the BSC 14 polls for a response at step 46 indicating that the page

was received. If a response was received the communication begins at step 50.

If no response was received after a time-out period, a second quick page message is transmitted at step 52, and a second full page message is transmitted at step 54. At step 56 the BSC 14 polls for a response from the wireless terminal 10 and determines at step 58 if a response was received. If a response was received, the communication begins at step 50. If it is determined at step 58 that no response was received, the page fails at step 60. In an alternative embodiment of the invention, two or more quick paging messages and two or more corresponding full page messages are generated for each page. The second quick page message and full page message increase the likelihood of the page being received, without introducing the delay necessary to determine whether an acknowledgment message has been received from the wireless terminal 10.

In the preferred embodiment of the invention, the quick page message is comprised of an INCOMMING\_PAGE bit. An INCOMMING\_PAGE bit in a first state (such as logic high) indicates that a communication request has been received for one of the wireless terminals 10 associated with that quick paging slot, and therefore that those wireless terminals should process the full paging channel during the next designated full paging slot. An INCOMMING\_PAGE bit in a second state (such as logic low) indicates that no communication request has been received for those wireless terminals 10, and therefore the full paging channel should not be processed during next assigned full paging slot. Hence, the quick page message is more highly encoded than the full page message, since the page is represented by a single bit, rather than a substantially higher number of bits, and therefore can be processed with fewer resources. Such "message" encoding should not be confused with the "channel" coding described below, where a greater amount of encoding requires more data processing resources, and therefore is less desirable in term of power consumption.

In the preferred embodiment of the invention, the full page message contains the information specified in the IS-95 standard for a normal page message that allows each wireless terminal 10 to determine whether the page is directed to it. An example of a page generated in accordance with the IS-95A standard is provided in Table I listed above. As illustrated by Table I, the full page message contains significantly more information than the quick page message, which is preferably comprised of a single bit. Therefore, the quick page message can be processed more easily by each wireless terminal 10, and with less power, than a full page message.

In alternative embodiments of the invention, multi-bit quick page messages are used. These multi-bit quick paging messages are used to encode and convey additional information beyond simply indicating that the wireless terminal 10 should monitor the full paging channel during the next assigned full paging slot 32. For example, the multi-bit quick page message could be used to indicate more particularly which wireless terminal 10 is being paged from the subset of wireless terminal assigned to the corresponding quick page slot 30. The multi-bit quick page message could also be used to indicate that the full paging channel should be monitored for a longer duration so that system parameter changes can be broadcast to all the wireless terminals 10. Those skilled in the art will recognize various useful types of information that can be transmitted using a multi-bit quick page message. Also, in another alternative embodiment of the invention, reduced forward error correction encoding is performed on the quick page message.

In addition to transmitting less information in a quick page message than in a full page message, the preferred embodiment of the invention incorporates a minimal coding scheme for the quick paging channel when compared to the full paging channel. FIG. 4 provides an illustration of the coding schemes employed for the full paging channel and the quick paging channel in accordance with one embodiment of the invention.

As shown in FIG. 4, data transmitted via the full paging channel is convolutionally encoded by convolutional encoder 60 and the resulting code symbols repeated by symbol repeater 61 in order to generate symbols at a predetermined rate. The repeated code symbols are then block interleaved by block interleaver 62. The data from block interleaver is scrambled via EXCLUSIVE-OR (XOR) with a decimated long code generated by long code generator 64 and decimator 66. The long code is binary code generated in predetermined manner as a function of a seed number, and is known to all wireless terminals 10. The scrambled data is the modulated with a Walsh channel code designated for a full paging channel, and the Walsh channel code modulated data is QPSK spread using a pseudorandom noise code (PN code), summed with the data from the other channels, and upconverted for transmission, preferably in accordance with the IS-95 standard (spreading, summing and upconversion not shown.)

Still referring to FIG. 4, data transmitted via the quick paging channel is applied directly to a Walsh channel code designated for a quick paging channel, and then spread, summed and upconverted as described above. Preferably, a single bit of data transmitted via the quick channel is

modulated multiple times by the same Walsh code, effectively transmitting the bit multiple times. One could also transmit the data bit repeatedly using a symbol repeater like symbol repeater 61 used for the full paging channel. In still another embodiment of the invention, the quick paging channel  
5 could be scrambled using the long code as performed for the full paging channel.

As should be apparent from FIG. 4, the processing associated with transmitting information over the quick paging channel is substantially less in both duration and complexity than that associated with the full paging  
10 channel. Therefore, the amount of processing necessary to perform receive processing of the quick paging channel is also substantially less, and therefore requires less energy than that necessary for the full paging channel. While the reduced amount of processing performed for the quick paging channel does increase the likelihood of error during the processing of any  
15 particular bit, other methods for reducing the effect of this increased error rate, without substantially increasing complexity, can be employed. The methods include transmitting the same bit multiple times or interpreting low quality transmissions as positive page messages as described below.

FIG. 5 is a flow diagram of the processing performed by a wireless  
20 terminal 10 in standby mode when performed in accordance with one embodiment of the invention. The processing is preferably performed using a microprocessor controller by software instructions stored in memory coupled to other integrated circuits and systems that are well known in the art (not shown). The processing begins at step 80 and at step 84 it is  
25 determined whether the assigned quick paging slot has arrived, and if not step 82 is performed again.

If the assigned quick paging slot has arrived, the wireless terminal 10 processes the quick paging channel at step 86. Preferably, the processing is performed using a significantly smaller subset of the signal processing  
30 circuitry contained in the wireless terminal than used to process full page messages. In accordance with the transmit processing performed for the quick paging channel shown in FIG. 4, the receive processing is preferably comprised of downconversion of the RF energy received, despreading with the PN spreading code, and demodulation with the designated Walsh code.  
35 The resulting soft decision data is processed directly to determine the logic level transmitted.

Referring again to FIG. 5, at step 88 it is determined whether a quick page message was received at step 86 based on the logic level of the data detected. If a quick page message was detected processing continues at step 90

as described below. If a quick page message was not detected, it is further determined at step 89 whether the signal quality during the processing of the quick paging channel was acceptable. If so, the wireless terminal 10 returns to step 82. If the signal quality was not acceptable, processing continues at step 90 as described below.

The received signal quality can be determined by various well known methods including determining when the receive power of the signal from transmitted from transmitter 50 falls below a threshold, or by determining when the signal-to-noise ratio of the pilot channel falls below a predetermined threshold. By monitoring for a full page message when the received signal quality is unacceptable, the number of missed full page messages due to undetected quick page messages resulting from unacceptable signal quality is minimized.

If a quick page message was detected, or the received signal quality was not acceptable, the wireless terminal 10 activates additional decoding circuitry at step 90 and, at step 92 processes the full paging channel during the assigned full paging slot using the activated circuitry. The time between the quick paging slot and the full paging slot assigned to a particular terminal must be sufficient to allow activation of the additional decoding circuitry within the wireless terminal 10 after detection of the quick page message before the full page slot occurs.

At step 94, the wireless terminal 10 determines whether the full page message processed at step 92 was directed to it based on the address contained in that message, and if not decoding circuitry within wireless terminal 10 is deactivated at step 82 and step 84 is performed again. If the full page message was directed to the wireless terminal 10, processing for the corresponding communication begins within the wireless terminal at step 96, and the wireless terminal enters active mode at step 98.

FIG. 7 is a block diagram providing a highly simplified illustration of wireless terminal 10 when configured in accordance with one embodiment of the invention. Digital demodulator 302, block interleaver 304, trellis decoder 306 and control system 308 are coupled via a digital bus, and RF receiver 300 is coupled to digital demodulator 302.

During standby mode, control system periodically activates RF receiver 300 and digital demodulator 302 to process the pilot and quick paging channels. RF receiver 300 downconverts and digitizes RF signals and digital demodulator 302 performs digital demodulation for a first duration generating soft decision data for the channels being processed. Control system 308 examines the pilot channel soft decision data to determine the



quality of the signal and examines the quick paging channel to determine if a quick page message has been received.

If a quick page message has been received, or the signal has been received with poor quality, control system 308 activates block deinterleaver 304 and trellis decoder 306 and configured digital demodulator to begin processing the full paging channel for a second duration that is longer than the first duration. Control system 308 then monitors the data received over the full paging channel for a full paging message directed to it, and if none is detected, deactivates block deinterleaver 304 and trellis decoder 306 and continues in standby mode. If a full page message is detected, control system 308 places wireless terminal in active mode during which the associated communication is conducted.

In still another embodiment of the invention, the quick paging channel and the full paging channel are combined on to the same code channel. That is, the quick paging channel and the full paging channel are modulated with the same Walsh code. Within the same code channel the quick paging channel and the full paging channel are logically distinguished by a predetermined time division scheme. For example, during some 80 ms slots quick paging messages are transmitted, while during other 80 ms slots full paging channel messages are transmitted in accordance with a predetermined slot allocation scheme. This implementation simplifies the receive and transmit processing somewhat by only requiring modulation and demodulation of a single code channel, but would require more significant modification to the existing IS-95 standard and therefore provides less compatibility with existing IS-95 compliant wireless communication systems.

As should be apparent from the description provided above, by paging using a quick page message with a minimal number of bits, and which is transmitted over a minimally encoded channel, the present invention allows a wireless terminal to consume less power when monitoring for page messages during standby mode. Consuming less power in standby mode allows a wireless terminal to operate longer on a given battery, and therefore extends the standby time of that wireless terminal. Since wireless terminals are typically used in mobile telecommunications, it is often necessary to go extended periods of time without recharging or replacing the battery of the wireless terminal. Thus, in order to provide increased convenience, and to reduce the likelihood of missing page messages due to battery depletion, extending the standby time for a given battery size is highly desirable.

Additionally, since quick page messages are transmitted within a highly reduced period of time, monitoring for quick page message can be performed during active mode when a phone call or other communication is being processed in addition to standby mode. Such monitoring can be performed by briefly suspending processing of the traffic channel to allow processing of the quick paging channel during the quick paging slot. Since the quick paging slot is on the order of 5 ms, any lost data will typically not be missed or detected, and can often be recovered using the forward error correction (FEC) encoding. Once the quick page message is received, the full paging message may be received by further suspending processing of the traffic channel by transmission of a signaling message to the base station controller, followed by processing of the full paging channel. Thus, the ability to receive paging message during active mode is enhanced by the use of the dual event paging scheme described herein.

Thus, a dual channel method and system for paging cellular telephones and other wireless terminals that reduces standby power consumption has been described. The previous description of the preferred embodiments is provided to enable any person skilled in the art to make or use the present invention. The various modifications to these embodiments will be readily apparent to those skilled in the art, and the generic principles defined herein may be applied to other embodiments without the use of the inventive faculty. Thus, the present invention is not intended to be limited to the embodiments shown herein but is to be accorded the widest scope consistent with the principles and novel features disclosed herein.

**WE CLAIM:**

## CLAIMS

1. A method for paging a wireless terminal in a wireless  
2 telecommunications system comprising:  
transmitting a quick page message via a less encoded channel; and  
4 generating a full page message via a more encoded channel.
2. The method as set forth in claim 1 wherein said quick page  
2 message contains less information than said full page message.
3. The method as set forth in claim 1 or 2 wherein said quick page  
2 message is for notifying the wireless terminal to begin processing for said  
full page message.
4. The method as set forth in claim 1, 2 Or 3 wherein said quick  
2 page message is comprised of a single bit of data.
5. A method for paging a wireless terminal from a set of wireless  
2 terminals comprising:
  - a) transmitting a quick page message directed to a subset of said set  
4 of wireless terminals that includes the wireless terminal; and
  - b) generating a full page message identifying said wireless  
6 terminal.
6. The method as set forth in claim 5 wherein step a) is comprised  
2 of the step of transmitting said quick page message via a less encoded  
channel during a time slot assigned to the wireless terminal.
7. The method as set forth in claim 6 wherein step b) is comprised  
2 of the step of transmitted said full page message during a second time slot  
assigned to the wireless terminal that occurs after said first time slot.
8. The method as set forth in claim 5, 6 or 7 wherein said quick  
2 page message is transmitted over said less encoded channel and said full  
page message is transmitted over a more encoded channel.
9. The method as set forth in claims 8 wherein said first channel  
2 is established via direct sequence modulation with a first channel code, and

4 said second channel is established via direct sequence modulation with a second channel code.

2 10. The method as set forth in claim 9 wherein said first channel code is a first Walsh code and said second channel code is a second Walsh code.

2 11. The method as set forth in any of claims 5 to 10 wherein said quick page message has less information than said full page message.

2 12. A method for paging a wireless terminal comprising:  
a) generating a quick page message; and  
4 b) generating a full page message, wherein said quick page message contains substantially less data than said full page message.

2 13. The method as set forth in claim 12 wherein said quick page message is transmitted on less encoded channel, and said full page message is transmitted on a more encoded channel.

2 14. The method as set forth in claim 12 or 13 further comprising the steps of:  
convolutionally encoding said full page message;  
4 direct sequence spreading said full page message; and  
direct sequence spreading said quick page message.

2 15. The method as set forth in claim 12, 13 or 14 further comprising the steps of:  
adding error detection information to said full page message;  
4 direct sequence spreading said full page message; and  
direct sequence spreading said quick page message.

2 16. The method as set forth in claim 12, 13 or 14 further comprising the steps of:  
interleaving said full page message;  
4 direct sequence spreading said full page message; and  
direct sequence spreading said quick page message.

17. The method as set forth in any of claims 12 to 16 further  
2 comprising the steps of adding a time delay between when said quick page  
message is transmitted and when said full page message is transmitted.

18. The method as set forth in any of claims 12 to 17 further  
2 comprising the steps of:  
receiving said quick page message;  
4 activating signal processing circuitry; and  
processing a full paging channel using said signal processing circuitry.

19. The method as set forth in claim 18 wherein said signal  
2 processing circuitry is comprised of a trellis decoding system.

20. The method as set forth in claim 18 or 19 wherein said signal  
2 processing circuitry is comprised of a deinterleaver.

21. The method as set forth in claim 18, 19 or 20 wherein said  
2 signal processing circuitry is comprised of a cyclical redundancy check circuit.

22. The method as set forth in any of claims 12 to 21 wherein said  
2 quick page message is transmitted during a quick paging slot within a paging  
channel, and said full page message is transmitted during a full paging slot  
4 within said paging channel.

23. The method as set forth in any of claims 12 to 22 further  
2 comprising the steps of:  
c) calculating a quick paging slot via application of a first hashing  
4 function to a MOBILE ID of said wireless terminal;  
d) calculating a full paging slot via application of a second hashing  
6 function to said MOBILE ID, wherein  
said quick page message is transmitted during said quick paging slot  
8 and said full page message is transmitted during said full paging slot.

24. The method as set forth in claim 23 wherein said MOBILE ID is  
2 XORed with a function of said system time.

25. The method as set forth in claim 23 or 24 wherein said step c) is  
2 performed via application of a said first hashing function to system time as  
well as said MOBILE ID.

2           26.    A method of receiving a paging message comprising the steps  
of:  
4           a)    monitoring a quick paging channel for a quick page message;  
and  
6           b)    monitoring a full paging channel when a quick page message is  
received.

2           27.    The method as set forth in claim 26 wherein said quick paging  
message is shorter in duration than said full page message.

2           28.    The method as set forth in claim 26 or 27 wherein said quick  
paging channel is less encoded than said full paging channel.

2           29.    The method as set forth in claim 26, 27 or 28 wherein said full  
paging channel is processed by modulation with a first channel code, and  
said quick paging channel is processed by modulation with a second channel  
4    code.

2           30.    The method as set forth in claim 29 wherein said quick page  
message is monitored for on a paging channel during a quick paging slot,  
and said full page message is monitored for on said paging channel during a  
4    full paging slot.

2           31.    The method as set forth in any of claims 26 to 30 further  
comprising the steps of:  
          activating signal processing circuitry when a quick page message is  
4    received, wherein step b) is performed using said signal processing circuitry.

2           32.    An apparatus for paging a wireless terminal in a wireless  
telecommunications system, the apparatus comprising:  
          means for transmitting a quick page message via a less encoded  
channel; and  
          means for generating a full page message via a more encoded  
channel.

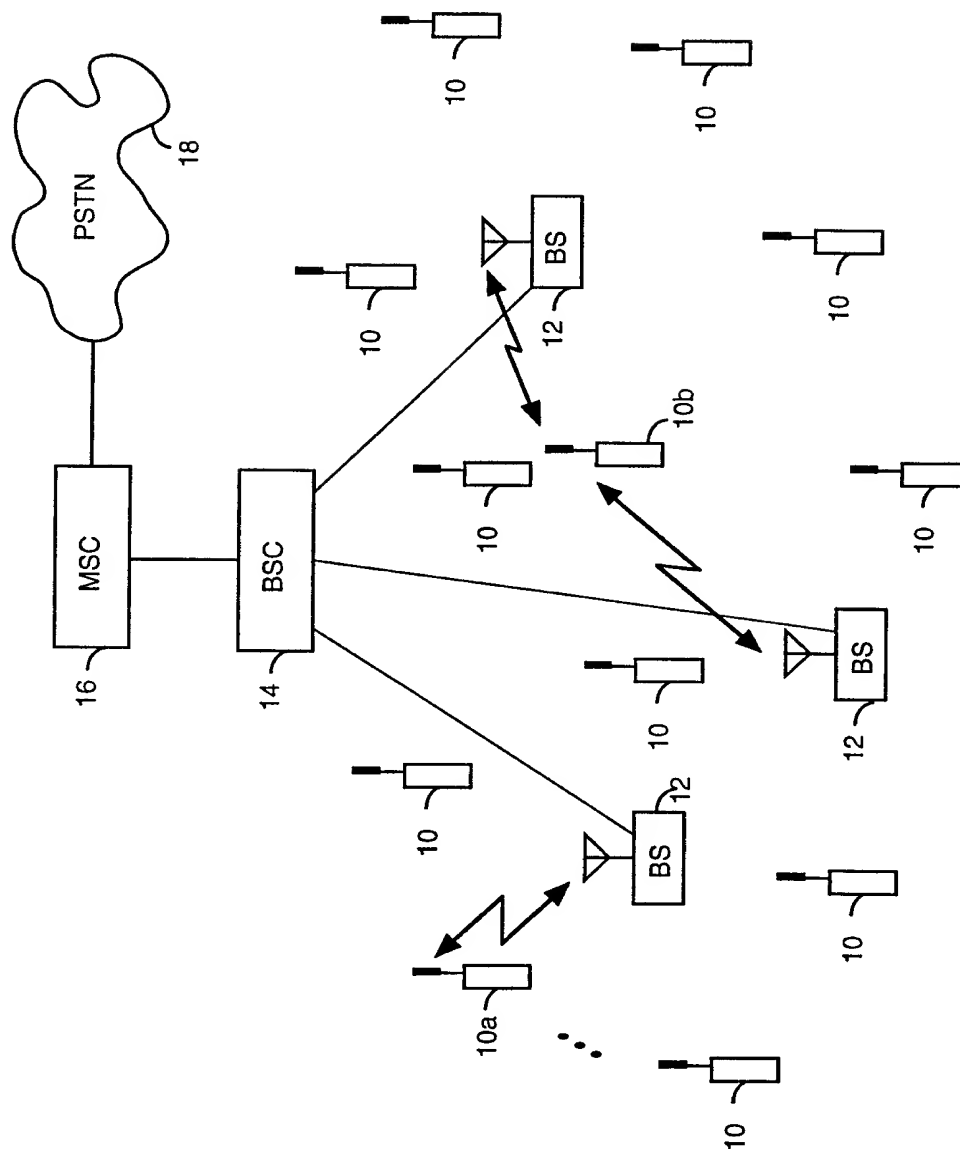


FIG. 1

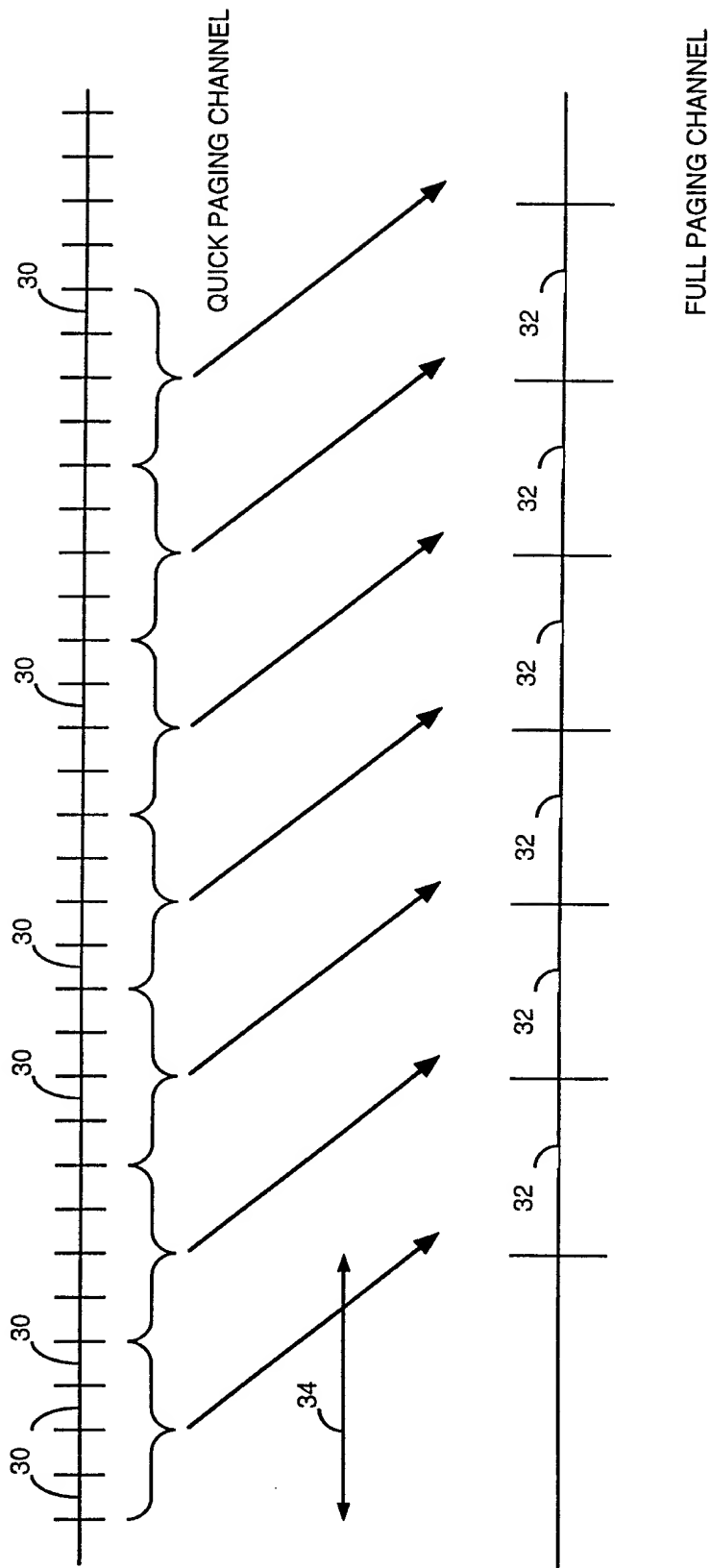


FIG. 2



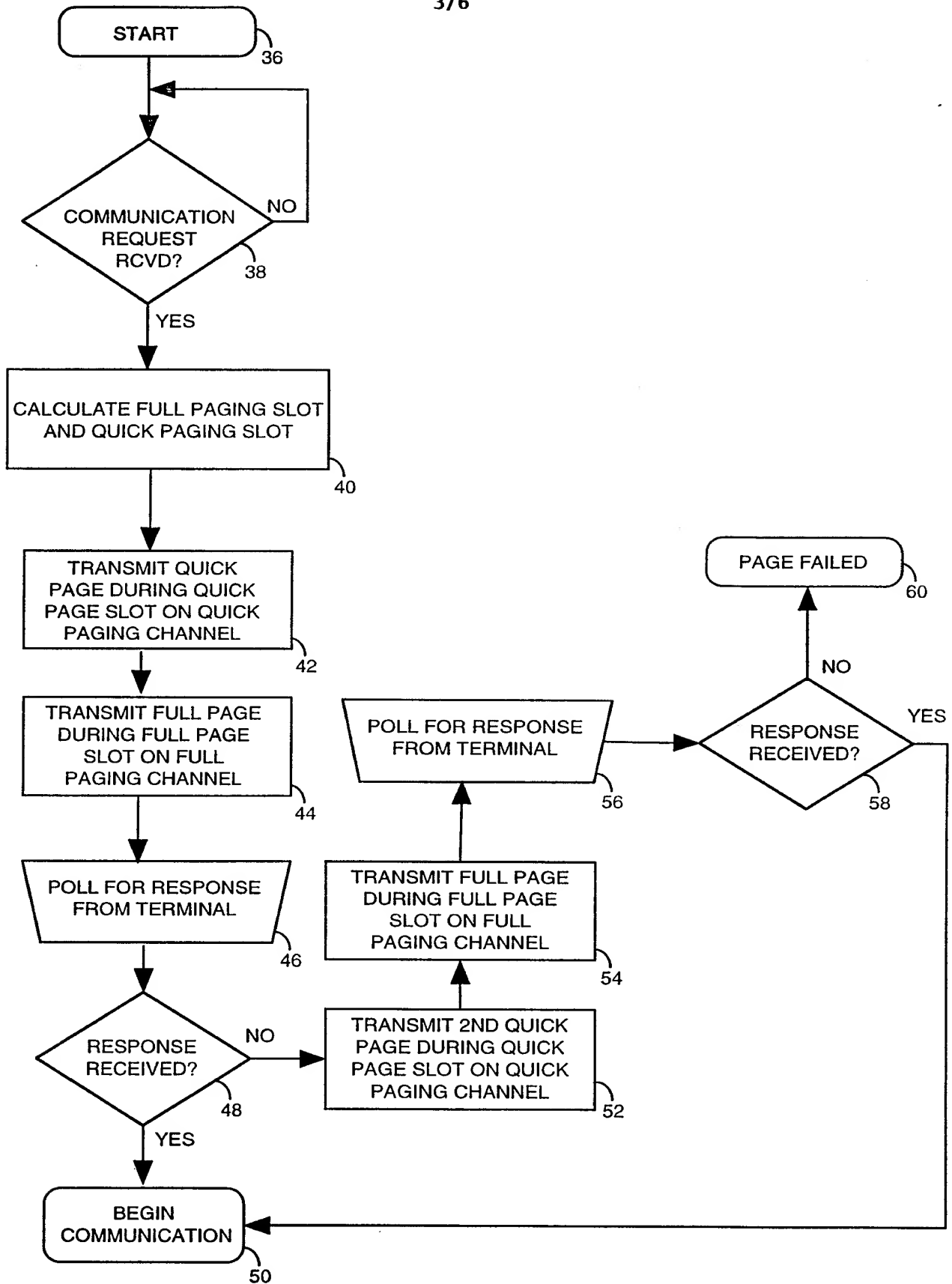
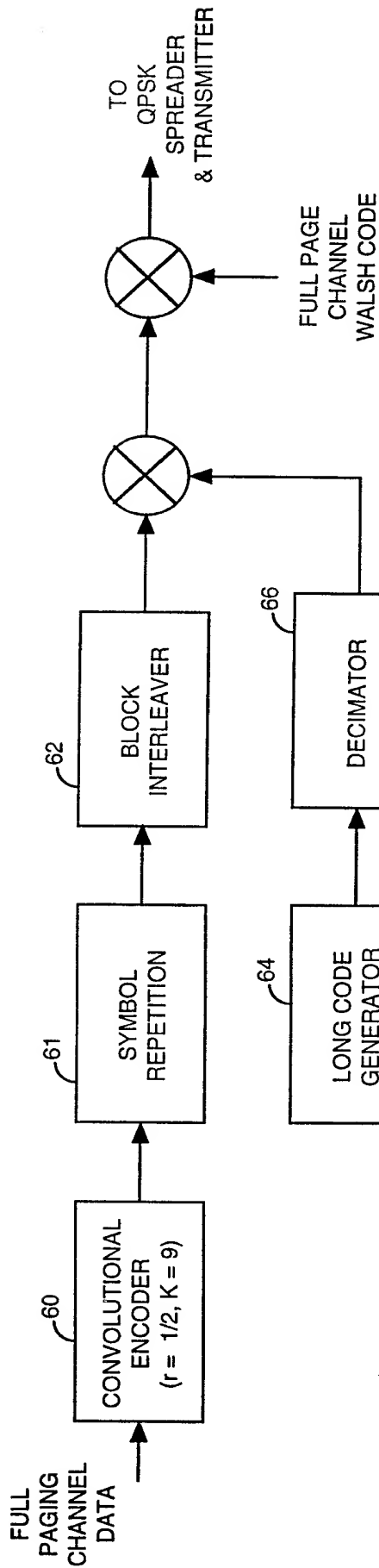
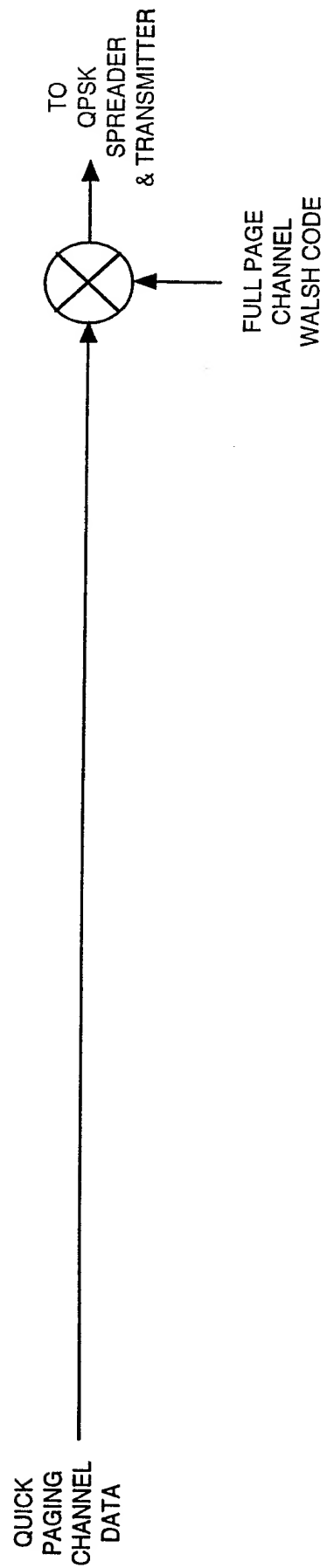


FIG. 3



FULL PAGING CHANNEL



QUICK PAGING CHANNEL

FIG. 4

5/6

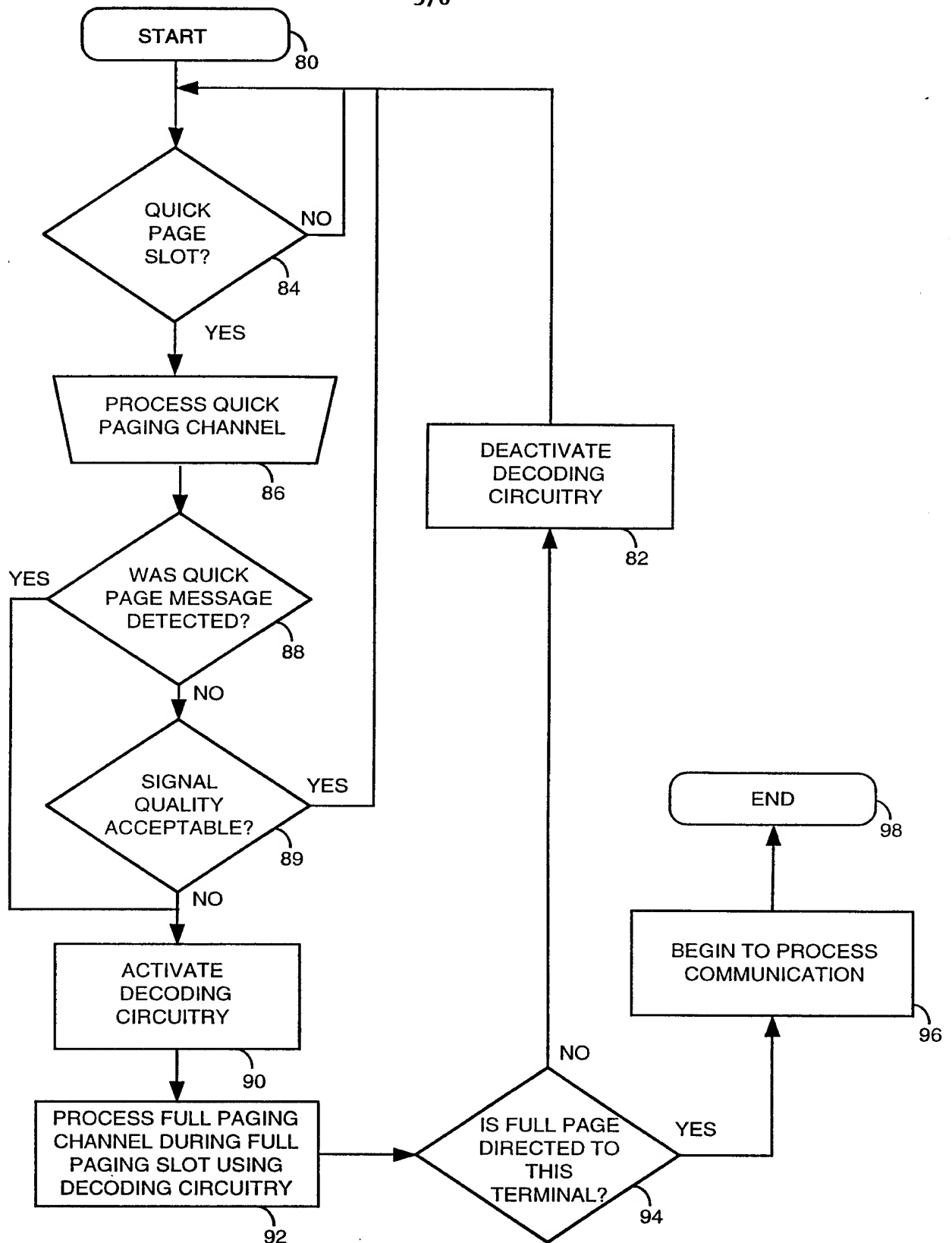


FIG. 5

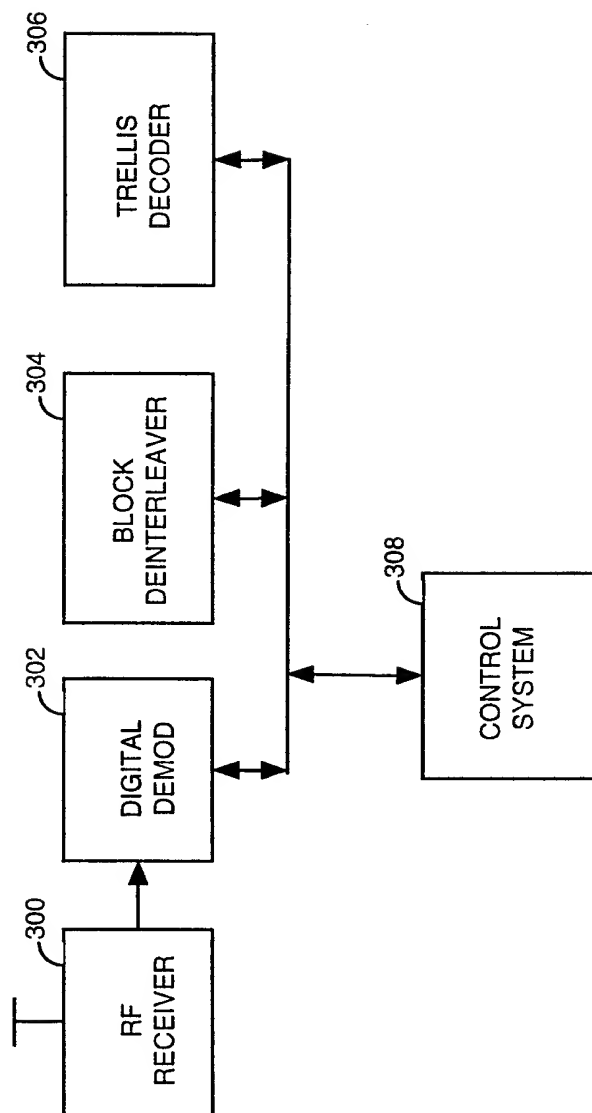


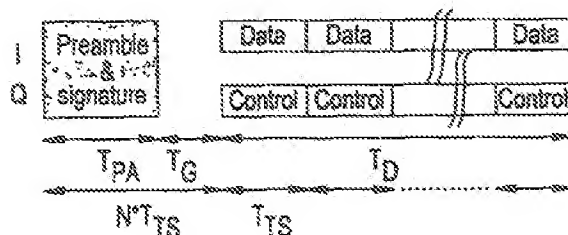
FIG. 6



## INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                            |  |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| (51) International Patent Classification <sup>6</sup> :<br><b>H04B 7/26, 7/216, 1/707</b>                                                                                                                                                                                                                                  |  | (11) International Publication Number:<br><b>WO 99/60729</b>                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| A1                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |  | (43) International Publication Date: 25 November 1999 (25.11.99)                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 |
| (21) International Application Number: PCT/SE99/00777                                                                                                                                                                                                                                                                      |  | (81) Designated States: AE, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW, ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, SD, SL, SZ, UG, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG). |
| (22) International Filing Date: 7 May 1999 (07.05.99)                                                                                                                                                                                                                                                                      |  |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  |
| (30) Priority Data:<br>09/079,438 15 May 1998 (15.05.98) US                                                                                                                                                                                                                                                                |  |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  |
| (71) Applicant: TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON (publ) [SE/SE]; S-126 25 Stockholm (SE).                                                                                                                                                                                                                                   |  |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  |
| (72) Inventors: FRANK, Georg; Kieler Strasse 26a, D-90425 Nürnberg (DE). GRANZOW, Wolfgang; Seelachweg 6, D-90562 Heroldsberg (DE). GUSTAFSSON, Maria; Medborgarplatsen 11, S-118 26 Stockholm (SE). OLOFSSON, Henrik; Tallgatan 10, S-172 69 Sundbyberg (SE). OVESJÖ, Fredrik; Upplandsgatan 80, S-113 44 Stockholm (SE). |  |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  |
| (74) Agent: ERICSSON RADIO SYSTEMS AB; Common Patent Dept., S-164 80 Stockholm (SE).                                                                                                                                                                                                                                       |  | <p><b>Published</b></p> <p><i>With international search report.</i></p> <p><i>Before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of the receipt of amendments.</i></p>                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |

(54) Title: RANDOM ACCESS IN A MOBILE TELECOMMUNICATIONS SYSTEM



## (57) Abstract

An uplink common physical channel (random access channel) frame structure is disclosed with a separate preamble and data portion. The preamble is used by a base station to detect that a mobile station is attempting a random access request. The data portion of the channel includes user data, and pilot symbols that provide energy for channel estimation during reception of the data portion. A guard interval ( $T_G$ ) is preferably inserted between the preamble and data portion of the frame, which enables data detection to occur during an idle period. As such, the frame structures for both the common physical (random access) uplink channel and dedicated physical (traffic) uplink channel are compatible.

*FOR THE PURPOSES OF INFORMATION ONLY*

Codes used to identify States party to the PCT on the front pages of pamphlets publishing international applications under the PCT.

|    |                          |    |                                          |    |                                              |    |                          |
|----|--------------------------|----|------------------------------------------|----|----------------------------------------------|----|--------------------------|
| AL | Albania                  | ES | Spain                                    | LS | Lesotho                                      | SI | Slovenia                 |
| AM | Armenia                  | FI | Finland                                  | LT | Lithuania                                    | SK | Slovakia                 |
| AT | Austria                  | FR | France                                   | LU | Luxembourg                                   | SN | Senegal                  |
| AU | Australia                | GA | Gabon                                    | LV | Latvia                                       | SZ | Swaziland                |
| AZ | Azerbaijan               | GB | United Kingdom                           | MC | Monaco                                       | TD | Chad                     |
| BA | Bosnia and Herzegovina   | GE | Georgia                                  | MD | Republic of Moldova                          | TG | Togo                     |
| BB | Barbados                 | GH | Ghana                                    | MG | Madagascar                                   | TJ | Tajikistan               |
| BE | Belgium                  | GN | Guinea                                   | MK | The former Yugoslav<br>Republic of Macedonia | TM | Turkmenistan             |
| BF | Burkina Faso             | GR | Greece                                   | ML | Mali                                         | TR | Turkey                   |
| BG | Bulgaria                 | HU | Hungary                                  | MN | Mongolia                                     | TT | Trinidad and Tobago      |
| BJ | Benin                    | IE | Ireland                                  | MR | Mauritania                                   | UA | Ukraine                  |
| BR | Brazil                   | IL | Israel                                   | MW | Malawi                                       | UG | Uganda                   |
| BY | Belarus                  | IS | Iceland                                  | MX | Mexico                                       | US | United States of America |
| CA | Canada                   | IT | Italy                                    | NE | Niger                                        | UZ | Uzbekistan               |
| CF | Central African Republic | JP | Japan                                    | NL | Netherlands                                  | VN | Viet Nam                 |
| CG | Congo                    | KE | Kenya                                    | NO | Norway                                       | YU | Yugoslavia               |
| CH | Switzerland              | KG | Kyrgyzstan                               | NZ | New Zealand                                  | ZW | Zimbabwe                 |
| CI | Côte d'Ivoire            | KP | Democratic People's<br>Republic of Korea | PL | Poland                                       |    |                          |
| CM | Cameroon                 | KR | Republic of Korea                        | PT | Portugal                                     |    |                          |
| CN | China                    | KZ | Kazakhstan                               | RO | Romania                                      |    |                          |
| CU | Cuba                     | LC | Saint Lucia                              | RU | Russian Federation                           |    |                          |
| CZ | Czech Republic           | LJ | Liechtenstein                            | SD | Sudan                                        |    |                          |
| DE | Germany                  | LK | Sri Lanka                                | SE | Sweden                                       |    |                          |
| DK | Denmark                  | LR | Liberia                                  | SG | Singapore                                    |    |                          |
| EE | Estonia                  |    |                                          |    |                                              |    |                          |

## RANDOM ACCESS IN A MOBILE TELECOMMUNICATIONS SYSTEM

### BACKGROUND OF THE INVENTION

#### 5      Technical Field of the Invention

The present invention relates in general to the mobile telecommunications field and, in particular, to a method and system for processing multiple random access calls in a Code Division Multiple Access (CDMA) or Wideband CDMA (WCDMA) system.

10

#### Description of Related Art

For the next generation mobile communication systems, such as the IMT-2000 and Universal Mobile Telecommunications System (UMTS), Direct Sequence-CDMA (DS-CDMA) approaches have been proposed for use in the United States, Europe and Japan. In this regard, a similar WCDMA system is being considered for use in both Europe and Japan, but a somewhat different DS-CDMA concept is being considered for use in the United States.

These next generation systems will be required to provide a broad selection of telecommunications services including digital voice, video and data in packet and channel circuit-switched modes. As a result, the number of calls being made is expected to increase significantly, which will result in much higher traffic density on random access channels (RACHs). Unfortunately, this higher traffic density will also result in increased collisions and access failures. Consequently, the new generation of mobile communication systems will have to use much faster and flexible random access procedures, in order to increase their access success rates and reduce their access request processing times. In other words, there will be a high demand for much faster and more efficient access in those systems due to the expected substantial increase in packet-switched traffic.

The proposed WCDMA approach includes two different ways to transmit packets, on a common channel and a dedicated channel. However, there will be a high demand for faster and more efficient random access using either transmission

-2-

scheme. For example, commonly-assigned U.S. Patent Applications Serial Nos. 08/733,501 and 08/847,655, and U.S. Provisional Application Serial No. 60/063,024 describe such a random access approach, which can be used for a packet-based service where a mobile station (MS) can transmit packets on a common channel and a dedicated channel. For the common channel case, the packets are included in the random access requests being transmitted. For the dedicated channel case, the random access requests being transmitted include requests for a dedicated channel on which to transmit the associated packets.

The above-described patent applications disclose a Slotted-ALOHA (S-ALOHA) random access approach. Using this approach, a common transmission medium can be shared by a plurality of users. Essentially, the transmission medium is divided into a plurality of access slots, which are characterized by a time offset relative to the received frame boundary. Each user (MS) randomly selects an access slot and then transmits its message information in that access slot.

However, a shortcoming of this approach is that the access slots are not allocated to the users, which can result in collisions between the different users' transmissions.

For example, using the S-ALOHA random access approach in the above-described patent applications, a MS generates and transmits a random access request. A diagram that illustrates a frame structure for such a random access request is shown in FIGURE 1. The frame structure shown is used in the first two of the above-described patent applications. As shown, the random access request comprises a preamble and a data field portion. The preamble part is used primarily as a ringing function. The data portion includes the request and/or the data packet. In order to reduce the risk of collisions for requests from different MSs that choose the same access slot, the preamble for each MS's request contains a unique signature (bit) pattern. The MSs randomly select the signature patterns used (preferably from a limited set of signature patterns), which further reduces the risk of collisions.

The following procedure is typically used in an S-ALOHA random access system. First, an MS is synchronized to a base station. The MS "listens" to a broadcast channel over which, for example, the network broadcasts random access codes, broadcast channel transmit power level, and the interference signal level



-3-

measured at that base station. Next, the MS estimates the downlink path loss, and together with the knowledge of the base station interference signal level and the transmit power level, estimates a transmit power level to use. The MS then selects an access slot and signature pattern, and transmits its random access request on the selected access slot and with the selected signature pattern. The MS awaits an acknowledgment to the access request from the base station. If the MS does not receive an acknowledgment from the base station within a predetermined (time-out) period, the MS selects a new access slot and signature pattern, and transmits a new random access request.

Referring to FIGURE 1, the preamble portion is modulated with different signature patterns, and spread with a base station-unique spreading code. The signature patterns are used for separating different simultaneous random access requests, and also to determine which spreading/scrambling code to use on the data portion of the requests. Consequently, as mentioned earlier, the requests from two different MSs that use the same access slot but with different signature patterns can be separated. Also, pilot symbols can be inserted into the data portion of the request, in order to facilitate coherent detection. The preamble portion of the request can also be used for coherent detection, but if the data portion is relatively long, the channel estimate has to be updated accordingly.

FIGURE 2 illustrates the frame structure of the random access request described in the third of the above-described patent applications. Using the frame structure shown, the data portion is transmitted on the I branch of the channel, and the preamble/pilot is transmitted on the Q branch. This frame structure is used in order to make the random access channel compatible with the other dedicated uplink channels used, which for the WCDMA approach is I/Q multiplexed. In any event, it does not matter whether the data and pilot symbols are time-multiplexed, I/Q multiplexed, or code-multiplexed (which can be performed among other methods by complex scrambling an I/Q multiplexed signal).

A frame is divided into a number of time slots on the dedicated data channel according to the power control command rate. These slots are denoted frame slots. In the proposed WCDMA systems, there are 16 of these frame slots per frame. In a random access scheme, a frame is also sub-divided into a number of access slots,

-4-

but the purpose is to increase the throughput efficiency of the random access process. An access slot defines a period in which an MS can start its transmission of a random access request. Using the random access approach in the first two of the above-described patent applications, the random access requests can, for example, be transmitted in consecutive access slots as shown in FIGURE 3.

The data portion of the random access requests shown in FIGURE 3 is scrambled by a long code (same length as the data portion). Consequently, an access slot plus a guard time can be equal to N frame slots. Preferably, the preambles from different access slots should not overlap, because there would be too many preamble detectors required in the base station, and the interference (due to the same spreading codes being used) would be increased for the random access detection process. However, for the frame structure used in the third of the above-described patent applications, the throughput efficiency of the random access channel may be reduced, because longer preambles are being used and the preambles of different access requests in different access slots should not overlap.

The random access receiver in the base station is comprised of two sections, wherein one section detects the preamble, and the second section detects the data portion of the request. The section that detects the preamble includes a matched filter, which is matched to the spreading code used on the signatures. The modulation of the output signal of the matched filter is removed by multiplication with the expected signature symbols (remodulation), in order to separate random access requests from different MSs that have used different signatures.

When a random access request is registered in the preamble detector section of the base station receiver, a plurality of RAKE fingers are allocated in order to detect the data portion of that request. Also, the preamble detector section couples the frame timing of the data portion of the request to the RAKE receiver, along with the spreading code used on the data portion, and an initial estimate of the channel response. The RAKE receiver detects the data from the data portion, and the base station processes the data and responds to that MS's random access request.

A problem with the above-mentioned application's approach is that the random access channel used is not compatible with the other uplink channels used

in the proposed WCDMA approach. Consequently, new hardware needs to be developed for the data portion of the random access channel.

5 A problem with the third above-described application's approach is that although it avoids the uplink channel compatibility problem, it requires a significant amount of additional buffering. Another problem with this approach is that the random access request message processing rate will be reduced, because the preambles from different access slots should not overlap, and the preambles in this approach are relatively long.

10 A problem with the third random access approach (described in the third application), which does not exist for the other approaches, is that if the data portion of the request is longer than one access slot, then an ambiguity in detection of the frame timing may exist. In that case, the pilot symbol in each access slot may carry a signature which is the same in each access slot, or the signature may be changed from access slot to access slot. As such, there can be numerous times  
15 during a data transmission when a signature is detected. However, the base station receives one timing signal per access slot, and therefore, there can be a problem in determining the exact frame timing. Although this problem can be solved with existing means, such a solution is rather complicated.

20 An additional problem with this approach is that during the random access detection process, the complete access slot has to be buffered for subsequent data detection until the random access request has been detected by decoding the simultaneously transmitted signature pattern. This step takes one access slot to complete and thus requires maximum buffering of one complete access slot.

25 Additional buffering is also required during the data portion detection used in the other two approaches (as well as in the method of the present invention), because channel estimation has to be performed based on a continuously transmitted pilot channel (approach three above), or periodically inserted pilot symbols (approach one above). In other words, the channel estimates have to be provided in parallel with each received data symbol. The buffering needed is only  
30 for as long as it takes to calculate a channel estimate related (i.e., transmitted during the same time) to a data symbol.

-6-

## SUMMARY OF THE INVENTION

In accordance with a preferred embodiment of the present invention, an uplink common physical channel (random access channel) frame structure is provided with a separate preamble and data portion. The preamble is used by the base station to detect that a MS is attempting the random access request. The data portion of the channel includes user data, and pilot symbols that provide energy for channel estimation during reception of the data portion. A guard interval is preferably inserted in the preamble portion of the frame, which enables some data detection to occur before the actual data detection process is started. Consequently, the buffering of data can be minimized.

An important technical advantage of the present invention is that the frame structure on the common physical uplink channel is compatible with the frame structure on the dedicated physical uplink channel.

Another important technical advantage of the present invention is that each portion of the random access request has to fulfill only one function and can thus be optimally designed for that respective task.

Still another important technical advantage of the present invention is that the same type of code allocation scheme can be used for both the data portion of the random access request and the dedicated uplink channels.

Yet another important technical advantage of the present invention is that all necessary post-processing, such as for example, signature decoding, can be accomplished during a guard period. Consequently, the hardware design for random access request detection can be simplified, and the random access request processing delay can be minimized.

Still another important technical advantage of the present invention is that the same receiver hardware can be used for decoding both the data portion of the common physical uplink channel and the conventional dedicated physical uplink channel, which unifies the hardware design and lowers the hardware costs.

Yet another important technical advantage of the present invention is that a pool of RAKE receivers or RAKE fingers can be assigned or shared for both the common physical channel (random access data packet) and dedicated physical channel (traffic channel), which minimizes the amount of hardware required.

-7-

Still another important technical advantage of the present invention is that the buffer size requirements can be minimized, because the functions of the preamble and data portion of the random access request are separated.

5 Still another important technical advantage of the present invention is that the random access request rate can be increased in comparison with other random access approaches. In particular, the random access request rate for the third of the above-described random access approaches would be lower than that for the present invention for the same amount of hardware used.

10 Yet another important technical advantage of the present invention is that a capability for transmitting the random access messages at different rates can be achieved in a very flexible way. BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

A more complete understanding of the method and apparatus of the present invention may be had by reference to the following detailed description when taken in conjunction with the accompanying drawings wherein:

15 FIGURE 1 is a diagram that illustrates an existing channel frame structure for a random access request;

FIGURE 2 is a diagram that illustrates a second existing channel frame structure for a random access request;

20 FIGURE 3 is a diagram that illustrates an existing channel frame structure for random access requests made in consecutive access (time) slots;

FIGURE 4 is a diagram that illustrates a I/Q multiplexed frame structure for a random access channel in a WCDMA mobile communications system, in accordance with a preferred embodiment of the present invention;

25 FIGURE 5 is a code-tree diagram that illustrates an example of the channelization code allocation for the data portion of a random access request to be transmitted by a MS, in accordance with the preferred embodiment of the present invention;

30 FIGURE 6 is a simplified block diagram of an exemplary system for use in assigning a RAKE receiver component for despreading a data portion of a detected random access request in a WCDMA base station receiver, in accordance with the preferred embodiment of the present invention;

FIGURE 7 is a block diagram that shows pertinent details of an exemplary

-8-

random access detector unit that can be used to implement the functions of the random access detector unit shown in FIGURE 6;

FIGURE 8 is a block diagram that shows pertinent details of an exemplary searcher unit that can be used to implement the functions of the searcher unit(s) shown in FIGURE 6; and

FIGURE 9 is a block diagram that shows pertinent details of an exemplary RAKE finger that can be used to implement the functions of a RAKE finger shown in FIGURE 6.

#### DETAILED DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

The preferred embodiment of the present invention and its advantages are best understood by referring to FIGURES 1-9 of the drawings, like numerals being used for like and corresponding parts of the various drawings.

Essentially, in accordance with a preferred embodiment of the present invention, an uplink common physical channel (random access channel) frame structure is provided with a separate preamble and data portion. The preamble is used by the base station to detect that a MS is attempting the random access request. The data portion of the channel includes user data, rate information, and pilot symbols that provide energy for channel estimation during detection of the data portion. A guard interval is preferably inserted between the preamble and data portion of the frame, which enables detection of the preamble before the data arrives (requiring less buffering). As such, the frame structures for both the common physical (random access) uplink channel and dedicated physical (traffic) uplink channel are compatible.

Specifically, FIGURE 4 is a diagram that illustrates a frame structure for a random access channel in a WCDMA mobile communications system, in accordance with a preferred embodiment of the present invention. The bottom set of arrowed lines represents the timing of an existing frame structure, which is provided herein for comparison purposes. The preamble portion of the frame structure shown in FIGURE 4 can be optimally designed for random access detection and signature detection. As such, a base station can be continuously "listening" for such a transmitted preamble. In order to distinguish between simultaneous random access requests being transmitted by different MSs, each preamble of a random access request is modulated by a unique



-9-

signature pattern, which is randomly selected by the respective MS transmitting the request. An example of such a signature-modulated preamble in a random access request is described in the first two of the above-described patent applications, which are incorporated completely herein in their entirety.

5 As such, the signature pattern for each preamble is randomly selected by the MS from a plurality of orthogonal codes. For this embodiment, each of these orthogonal codes has a length of  $2^{N_{sig}}$  symbols, and is spread with a known base station-unique spreading code (i.e., spreading code number provided earlier via the base station's broadcast channel). The parameter,  $N_{sig}$ , is the order number of the  
10 detected signature pattern. Each such symbol is spread by the same code sequence of length SF, where "SF" denotes the spreading factor of the code. Typically, the resulting length of the preamble (e.g.,  $SF * 2^{N_{sig}}/R_{chip}$ , where  $R_{chip}$  is the chip rate or rate of the spreading sequence) is less than the length,  $N * T_{TS}$ , of N frame slots in existing systems. Consequently, in accordance with the present invention, a guard time  
15 interval,  $T_G$ , can be generated by interrupting the MS's transmission power from the end of the preamble to the beginning of the next frame slot. The time (or length) of the novel frame is thus represented in FIGURE 4 as  $T_{pA}$  (time or length of the preamble) plus  $T_G$  (length of the guard time interval) plus  $T_D$  (time or length of the data portion of the frame). This novel random access frame structure and method of  
20 use can reduce the MS's transmitted power (e.g., albeit slightly, by interrupting transmission during the interval between the preamble and data portion of the random access request), and the timing of the random access request can be aligned exactly to that of an existing system's frame slot scheme.

Additionally, in accordance with the preferred embodiment, during the guard  
25 time interval,  $T_G$ , the signature detection processing can be performed at the base station receiver (e.g., by using a fast Walsh-Hadamard transformation), and the base station can determine more quickly whether a random access request has been made. Subsequently, as described in detail below, an available RAKE receiver or RAKE finger (e.g., depending upon how many delay paths should be used) can be assigned,  
30 and during the guard time interval,  $T_G$ , the initial values from the signature detection process can be conveyed to the selected RAKE unit, which is prior in timing to that of existing systems.

-10-

An example of the use of such a guard time interval for random access request detection is where a preamble is 16 symbols long and spread with a 256 chips long Orthogonal Gold code. In a system operating at 4.096 Mc/sec, the preamble will be 1 ms long. In the proposed WCDMA systems, there are to be 16 frame slots per 10 ms. Theoretically, a guard time interval,  $T_G$ , in this example could be 0.25 ms long.

Also in accordance with the preferred embodiment of the present invention, the data transmission portion of the novel uplink common physical channel shown in FIGURE 4 can be designed independently from the requirements of the random access preamble. For example, in order to achieve a unified hardware design, it is preferable to use the same data and control (e.g., pilot and rate information) structures both on the common physical channel and the dedicated physical channel (i.e., the channel typically used for data traffic). As such, in accordance with the novel frame structure of the present invention, the pilot symbols can be spread in accordance with the dedicated physical channel uplink spreading scheme, and thus do not require any signature modulation. Consequently (e.g., in comparison with the third patent application mentioned earlier), the present invention affords significantly more freedom in selecting the length of the pilot field and additional common data (e.g., rate indicator or RI field). Additionally, with respect to FIGURE 4, the pilot symbols being transmitted can be I/Q-code multiplexed, or alternatively time-multiplexed or code-multiplexed with the data.

FIGURE 5 is a code-tree diagram that illustrates an example of the channelization code allocation for the data portion of a random access request to be transmitted by a MS, in accordance with the preferred embodiment of the present invention. In order to illustrate how the spreading and scrambling can be accomplished for the data portion of the random access request, the example shown illustrates how 16 different signature patterns can be used on the data portion. For the example shown, the signature pattern used for the preamble of the random access request points to one of 16 nodes in the code-tree that includes channelization codes of length 16. The sub-tree shown below the selected node can be used for spreading of the data portion of the request.

For example, referring to FIGURE 5, if the MS spreads the control part (e.g., pilot on the Q-branch) with a channelization code having a spreading factor of 256 in



-11-

the bottom part of the sub-tree (e.g., for signature 16), then for the data part (e.g., for the I-branch), the MS can use any of the channelization codes with a spreading factor from 32 to 256 in the upper part of that sub-tree. Of course, other alternatives exist. Additionally, for improved cross-correlation purposes, the data portion of the transmitted request can also be scrambled with a scrambling code that has the same length as the data portion (and, for example, can be a complex code).

In accordance with the present invention, the size of the data portion of the random access request can be variable. The problem associated with the proposed WCDMA system requirement for different random access request rates on the random access channel is resolved by the present frame structure which allows the use of different spreading factors on the data portion of the request (resulting in different amounts of data per request), and data fields that have different lengths in time (also resulting in different amounts of data per request).

For example, the use of different rates for the random access requests on a random access channel can be illustrated as follows. The different sets of signatures used can point to different spreading factors and/or lengths for the data portions. By having a base station broadcast a predetermined number of signatures to be assigned to a certain data rate, the base station can adapt the combination of signatures and data rate to the actual conditions of the traffic request being made.

As another example, the MS can include an RI field in the beginning of the control portion of the random access request. The control portion of the request has a known (to the base station) spreading factor (and hence also the code) and, therefore, can be readily detected at the base station. As such, data portions of different random access requests having both different lengths and spreading factors can still be readily detected by the base station.

As yet another example of the advantageous use of variable size data portions of random access requests in a WCDMA system, an RI can be spread over the complete control portion of a request (e.g., using a spreading approach similar to that used in existing dedicated uplink channels). However, this approach can require the use of additional buffering for the data portion of the requests. Alternatively, an RI can be included in the beginning of the data field of the request, which can be used for different lengths (in time) of the data portions.

-12-

Another example is a form of blind rate detection. In detecting variable length data portions, a cyclical redundancy check (CRC) can be performed at predetermined lengths. The coding is continued thereafter for just the next possible length in time. At the base station, the detection of the different spreading factors is accomplished by starting the detection of the smallest spreading factor observed, and if the CRC result is invalid, starting detection of the next-larger spreading factor, and so on.

As such, for each of the above-described variations, it is preferable to have a relatively small set of different rates to choose from, in order to minimize the signalling overhead and/or receiver complexity. Also, it is preferable to have the length of the data field divisible into the length of the frame slot of the other uplink channels in the system.

FIGURE 6 is a simplified block diagram of an exemplary system (100) for use in assigning a RAKE receiver component for despreading a data portion of a detected random access request in a WCDMA base station receiver, in accordance with the preferred embodiment of the present invention. Essentially, the random access detection functions shown can detect signature patterns, estimate path delays, and also provide channel estimations, if so desired. The exemplary system 100 shown includes a random access detection unit 102, and at least one searcher unit 104. The receiver structure shown in FIGURE 6, without the random access detection unit 102, can be a receiver for a regular traffic channel. A function of the random access detection unit 102 is to detect/find as many access requests as possible. This detection process (and a searching process) provides, for example, the path delay information. Detection of the data portion of the random access request is performed in the RAKE receiver unit 108 using the path delay information from the random access detection unit 102. One or more searcher units 104 are coupled in parallel with the random access detection unit 102. As such, the random access detection unit 102 can be viewed to function as a specialized type of searcher. The primary function of the one or more searcher units 104 is to detect all propagation delays on the traffic channels being used. However, both the random access detection unit 102 and the one or more searcher units 104 provide path delay information, which is used in the RAKE receiver unit 108.

The outputs of the random access detection unit 102 and one or more searcher units 104 are coupled to a control unit 106. The control unit 106 utilizes the path

delay information, channel estimates, and signature information, in order to assign the detected data portion information to an appropriate RAKE receiver unit component 108a-108n for despreading. The output of the control unit 106 couples a control signal to the RAKE receiver unit 108, which includes the order number of the detected signature pattern,  $N_{sig}$ , which is used to assign a data rate for the subsequent data portion to be input to the RAKE receiver unit. The control signal from control unit 5 and 106 also includes the path delay estimate,  $\tau_p$ , which is used to set a correct delay in the RAKE receiver unit 108 for despreading the data portion at the input of the RAKE receiver unit. A channel estimate parameter,  $\hat{h}$ , is coupled from the control unit 106 and used as an initial channel estimate in the RAKE receiver unit 108.

In accordance with the present invention, the use of a guard time interval,  $T_G$ , between the random access request preamble and data portion enables the system 100 to accomplish all of the above-described post-processing during this idle period. Consequently, the hardware requirements imposed for buffering the incoming received data can be minimized. Furthermore, the use of a virtually identical structure for the data portion of the received request for both the common and dedicated physical channels simplifies the design of the base station receiver. The advantages of this novel random access scheme are described above with respect to FIGURE 5.

As mentioned earlier, the random access detection unit 102 can function as a specialized searcher. Both the one or more searchers 104 and random access detection unit 102 provide path delay information for use in the RAKE receiver 108. Consequently, in accordance with the present invention, if all of the uplink data channels use a virtually identical scheme for the data portion of the random access request, every RAKE receiver component (or RAKE finger) 108a-108n can be assigned by the control unit 106 to demodulate the information received on one propagation path. Consequently, a set of RAKE components can be shared both for the dedicated physical channels (conventional uplink data), and for data packet transmissions on the common physical channel in the random access mode of operation. Therefore, in accordance with the random access scheme implemented by the present invention, the number of RAKE components required can be minimized.

FIGURE 7 is a block diagram that shows pertinent details of an exemplary random access detector unit (202) that can be used to implement the functions of the

-14-

random access detector unit 102 shown in FIGURE 6. Advantageously, a baseband (BB) signal processing scheme is used, which includes a complex down-conversion in the radio frequency- (RF) front end. The complex down-conversion is performed by mixing the received signal with a sine- and cosine-carrier (both carriers at the same frequency). The exemplary random access detector unit 202 can be used for the I  
5 branch (for one antenna) of a base station's random access receiver. A similar random access detector unit can be used for the Q branch. As such, the flow of complex signals is denoted by the double-lined arrows shown.

The random access detector unit 202 includes a matched filter 204. The  
10 matched filter, which is used only during the preamble period, is tuned to the preamble's spreading code (that had been provided to the MS by the base station). The matched filter 204 is used to detect the presence of the random access request, despread the preamble part of the random access packet, and couple the resulting signal to an accumulator. The accumulator is comprised of a plurality of accumulator  
15 sections, each of which includes a block integrate and dump module 206i-n (where i=1 to n), and an associated signature generator section 208i-n. Each received preamble includes a unique signature pattern, and each accumulator section (i-n) is tuned to one of the possible signature patterns to be received. Consequently, the different received random access requests can be separated by remodulating (205i-n) the output of the  
20 code-matched filter 204 with the desired signature symbols (from the signature generator sections 208i-n), and coherently accumulating the remodulated signals in the block integrate and dump modules 206i-n.

The output of each accumulator section (block integrate and dump module 206i-n) is coupled to a respective peak detection unit 210i-n. At the end of the  
25 preamble period, each peak detection unit 210i-n searches the output signal from its respective accumulator (module 206i-n) for each signal peak that exceeds a predetermined detection threshold. Each peak detection unit 210i-n then measures the position in time,  $\tau_i - \tau_M$  (i.e., over the preamble's "M" symbol periods), of the respective peak signal. If the absolute value of that peak exceeds a predetermined threshold, the  
30 related time position (time delay) value,  $\tau_i - \tau_M$ , is output to the control unit 106 and to the channel estimation unit 212i. The channel estimator may be used to provide initial values for a lowpass filter in the channel estimator of a RAKE finger 108a-n, which

-15-

is assigned to demodulate the subsequent data part of the random access request. These initial values,  $\hat{h}_i - \hat{h}_n$ , are taken from the block integrate and dump modules 206 at the measured time positions,  $\tau_i - \tau_n$ . As such, the accumulation result (complex peak value) at each time delay position is output to the controller unit 106, to be used for selecting a RAKE finger 108a-n. The output of each channel estimation unit (accumulator branch) 212i-n corresponds to a respective signature pattern,  $S_i - S_n$ .

FIGURE 8 is a block diagram that shows pertinent details of an exemplary searcher unit (304) that can be used to implement the functions of the searcher unit(s) 104 shown in FIGURE 6. The exemplary searcher unit 304 includes a code matched filter 306, which is matched to the pilot sequence of the dedicated data channel being used. The absolute value squared (308) of the complex signal output from the matched filter 306 is (symbol-by-symbol) non-coherently accumulated in the integrate and dump unit 310 because of the frequency offsets of the input complex signal. The path selection unit 312 searches for the highest peaks in the output from the integrate and dump unit 310 (delay power spectrum or DPS), by comparing each peak with a predetermined threshold value. The path delays,  $\tau_i - \tau_n$ , associated with the highest peak signal values are output to the control unit 106, to be used for selecting a RAKE finger 108a-n.

FIGURE 9 is a block diagram that shows pertinent details of an exemplary RAKE finger (408a-n) that can be used to implement the functions of a RAKE finger 108a-n shown in FIGURE 6. The RAKE receiver unit 108 comprises a plurality of RAKE fingers 108a-n (e.g., 408a-n). Each finger 408a-n is assigned to a respective path delay ( $\tau_i$ ). Each traffic channel/user requires one RAKE receiver unit 108 (408). The different delay times,  $\tau_i$ , are compensated for by the use of a controlled variable delay buffer 410. The initial setting for  $\tau_i$  is provided from the random access detector unit 202 in FIGURE 7 via the control unit 106 (FIGURE 6) and tracking control unit 412. The actual values for  $\tau_i$  can be provided from the searcher unit 304 in FIGURE 8 via the control unit 106 (FIGURE 6) and tracking control unit 412, or estimated with the time delay estimation unit 415. For the latter option, the time delay estimation unit 415 can be implemented with a known early-late delay discriminator (delay-locked loop technique) using inputs from the code generator 413 and delay buffer 410, to calculate a non-coherent time delay. The received (input) signal is despread (413) by

-16-

the conjugate complex (416) of the original spreading code used, and coherently accumulated (418) symbol-by-symbol. Each received symbol is weighted by a conjugate complex channel estimate,  $\hat{h}^*(\tau_i)$ .

5 The channel estimate is calculated in a similar manner by the channel estimator unit 414, but based on the input pilot channel. The coherently accumulated despread pilot codes from the channel estimation integrate and dump unit 420 are passed through a low-pass filter 422. The real parts (424) of the RAKE finger unit outputs (108a-n) are combined to form a soft decision value, which is the output of the RAKE receiver 108. As such, the number of RAKE fingers thus assigned (per the control unit 106) depends on the number of valid path delays, which are selected by the searcher unit(s) 104.

15 Although a preferred embodiment of the method and apparatus of the present invention has been illustrated in the accompanying Drawings and described in the foregoing Detailed Description, it will be understood that the invention is not limited to the embodiment disclosed, but is capable of numerous rearrangements, modifications and substitutions without departing from the spirit of the invention as set forth and defined by the following claims.

-17-

## WHAT IS CLAIMED IS:

1. A frame structure for a random access channel in a mobile communications system, comprising:
  - a preamble including at least one signature; and
  - 5 a data portion comprising a control part and a data part, said at least one signature indicating a plurality of codes for spreading said control part and said data part.
- 10 2. The frame structure of Claim 1, wherein said plurality of codes includes a first code for spreading said control part, and at least a second code for spreading said data part.
- 15 3. The frame structure of Claim 2, wherein said first code and said at least a second code are orthogonal to each other.
4. The frame structure of Claim 1, wherein said plurality of codes includes a second plurality of codes for spreading said data part, each of said second plurality of codes associated with a plurality of spreading factors.
- 20 5. The frame structure of Claim 1, wherein said plurality of codes includes a second plurality of codes for spreading said data part, each of said second plurality of codes associated with a respective spreading factor.
- 25 6. The frame structure of Claim 2, wherein said first code and said at least a second code are each associated with a sub-tree of a code-tree.
7. The frame structure of Claim 5, wherein each of said second plurality of codes is associated with a same branch of a sub-tree of a code-tree.
- 30 8. A frame structure for a random access channel in a mobile communications system, comprising:
  - a preamble:



-18-

a data portion; and

a guard portion between said preamble and said data portion.

5           9.     The frame structure of Claim 8, wherein said preamble is modulated by a preselected signature pattern.

          10.    The frame structure of Claim 8, wherein said preamble is modulated by a signature pattern randomly selected from a plurality of orthogonal codes.

10           11.    The frame structure of Claim 8, wherein the mobile communications system comprises a CDMA system.

          12.    The frame structure of Claim 8, wherein said data portion includes user data and at least one pilot symbol.

15           13.    The frame structure of Claim 8, wherein said data portion includes user data and no pilot symbol.

          14.    The frame structure of Claim 13, wherein said user data is transmitted on an I branch or Q branch.

          15.    The frame structure of Claim 8, wherein signature detection and RAKE receiver assignment occurs during a time interval associated with said guard portion.

25           16.    The frame structure of Claim 12, wherein said at least one pilot symbol is transmitted on an I branch or Q branch.

          17.    The frame structure of Claim 8, wherein said data portion includes a rate indicator.

30           18.    The frame structure of Claim 17, wherein said rate indicator is associated with a predetermined transmission data rate and at least one of a preselected



-19-

plurality of signature patterns.

19. The frame structure of Claim 17, wherein said rate indicator is included in a control portion of the random access channel.

5

20. The frame structure of Claim 19, wherein said rate indicator is included in a beginning of said control portion.

21. The frame structure of Claim 19, wherein said rate indicator is spread over said control portion.

10

22. The frame structure of Claim 17, wherein said rate indicator is associated with a variable length data portion.

23. The frame structure of Claim 17, wherein said rate indicator is associated with a predetermined length data portion.

15

24. The frame structure of Claim 8, wherein a transmission rate for the random access channel is associated with a predetermined spreading factor.

20

25. The frame structure of Claim 8, wherein said data portion is spread with a predetermined code associated with a predetermined mobile station.

26. The frame structure of Claim 8, wherein said data portion is spread with a predetermined code associated with a plurality of mobile stations.

25

27. The frame structure of Claim 26, wherein a control portion of said random access channel is spread with a first spreading code and said data portion is spread with a second spreading code, said first spreading code orthogonal to said second spreading code.

30

28. The frame structure of Claim 27, wherein said first and second

-20-

spreading codes are each associated with a sub-tree of a code-tree.

29. The frame structure of Claim 8, wherein a data portion of the random access channel is virtually identical in structure to a dedicated physical channel in the mobile communications system.

30. The frame structure of Claim 8, wherein said guard portion is equal to zero.

31. A system for use in detecting a random access request in a CDMA system, comprising:

a random access detector unit;

at least one searcher unit, an input of said system coupled to said random access detector unit and said at least one searcher unit;

a control unit, an output of said random access control unit and said at least one searcher unit coupled to said control unit; and

a RAKE receiver unit, an output of said control unit and said input of said system coupled to said RAKE receiver unit.

32. The system of Claim 31, wherein said RAKE receiver unit comprises a plurality of RAKE components.

33. The system of Claim 31, wherein said output of said control unit includes a control signal comprised of an order number for a detected signature pattern, an estimated path delay, and an estimated channel value.

34. A method for use in detecting a random access request in a CDMA system, comprising the steps of:

detecting a random access request on a random access channel;

searching for a propagation delay on a traffic channel associated with said random access channel;

coupling a result of said detecting step and said searching step to a control unit;

-21-

and

responsive to said coupling step, said control unit assigning at least one RAKE receiver component to demodulate said random access request.

5           35.    The method of Claim 34, wherein the assigning step includes coupling to said at least one RAKE receiver component a control signal comprised of an order number for a detected signature pattern, an estimated path delay, and an estimated channel value.

10           36.    A random access frame structure transmitted on a random access channel from a mobile terminal to a mobile communications system, said random access frame structure comprising:

          a preamble;

          a data portion; and

15           a guard portion between said preamble and said data portion, said guard portion enables interruption of the transmissions between the mobile terminal and the mobile communications system.

          37.    The random access frame structure of Claim 36, wherein said guard  
20           portion further enables timing of the random access frame structure to be aligned with a frame slot scheme of the mobile communications system.

          38.    The random access frame structure of Claim 36, wherein said preamble  
25           is I/Q multiplexed.

          39.    The random access frame structure of Claim 36, wherein said data  
          portion includes user data and at least one pilot symbol.

          40.    The random access frame structure of Claim 36, wherein said data  
30           portion includes a rate indicator associated with a predetermined transmission rate and at least one of a preselected plurality of signature patterns.

-22-

41. The random access frame structure of Claim 36, wherein a control portion of the random access channel is spread with a first spreading code and said data portion is spread with a second spreading code, said first spreading code orthogonal to said second spreading code.

5

42. A random access frame structure transmitted on a random access channel from a mobile terminal to a mobile communications system, said random access frame structure comprising:

an I/Q multiplexed preamble modulated by a preselected signature pattern;  
10 a data portion; and  
a guard portion between said I/Q multiplexed preamble and said data portion, said guard portion enables detection of said I/Q multiplexed preamble by the mobile communications system before arrival of said data portion thus requiring less buffering and minimizing random access delay.

15

43. The random access frame structure of Claim 42, wherein said data portion is virtually identical in structure to a portion of a dedicated physical uplink channel in the mobile communications system, wherein a frame structure for both the random access channel and the dedicated physical uplink channel are compatible.

20

44. A mobile communications system comprising:  
a mobile terminal for transmitting a random access frame structure on a random access channel; and  
a base station for receiving the random access frame structure, said random  
25 access frame structure further including:

25

a preamble;  
a data portion; and  
a guard portion between said preamble and said data portion,  
said guard portion enables interruption of the transmissions between said  
30 mobile terminal and said base station.

30

45. The mobile communications system of Claim 44, wherein said guard

-23-

portion further enables timing of the random access frame structure to be aligned with a frame slot scheme of the mobile communications system.

5           46.     The mobile communications system of Claim 44, wherein said guard portion enables detection of said preamble by said base station before arrival of said data portion thus requiring less buffering and minimizing random access delay.

10           47.     The mobile communications system of Claim 44, wherein said preamble is I/Q multiplexed.

          48.     The mobile communications system of Claim 47, wherein said I/Q multiplexed preamble enables frame structure compatibility of a random access scheme and an uplink channel scheme within the mobile communications system.

15           49.     The mobile communications system of Claim 44, wherein said data portion includes a rate indicator associated with a predetermined transmission rate and at least one of a preselected plurality of signature patterns.

20           50.     The mobile communications system of Claim 44, wherein a control portion of the random access channel is spread with a first spreading code and said data portion is spread with a second spreading code, said first spreading code orthogonal to said second spreading code.

25           51.     A random access frame structure transmitted on a random access channel from a mobile terminal to a mobile communications system, said random access frame structure comprising:

          a preamble;

          a data portion; and

30           a guard portion between said preamble and said data portion, wherein no transmissions occur between the mobile terminal and the mobile communications system during an interval corresponding with said guard portion.

-24-

52. The random access frame structure of Claim 51, wherein said guard portion further enables timing of the random access frame structure to be aligned with a frame slot scheme of the mobile communications system.

5 53. The random access frame structure of Claim 51, wherein said preamble is I/Q multiplexed.

54. The random access frame structure of Claim 51, wherein said data portion includes user data and at least one pilot symbol.

10

55. The random access frame structure of Claim 51, wherein said data portion includes a rate indicator associated with a predetermined transmission rate and at least one of a preselected plurality of signature patterns.

15

56. The random access frame structure of Claim 51, wherein a control portion of the random access channel is spread with a first spreading code and said data portion is spread with a second spreading code, said first spreading code orthogonal to said second spreading code.

1 / 4

FIG. 1

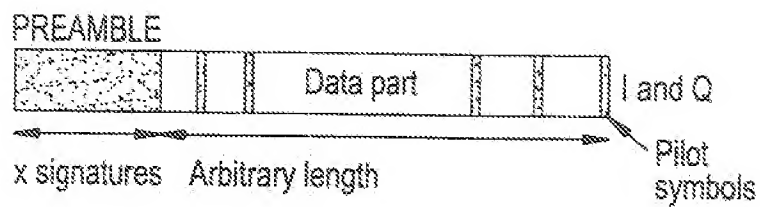


FIG. 2

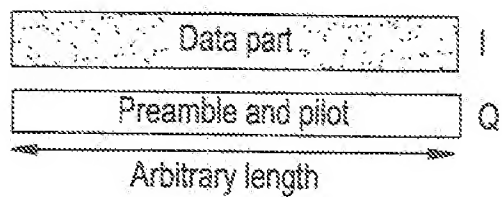


FIG. 3

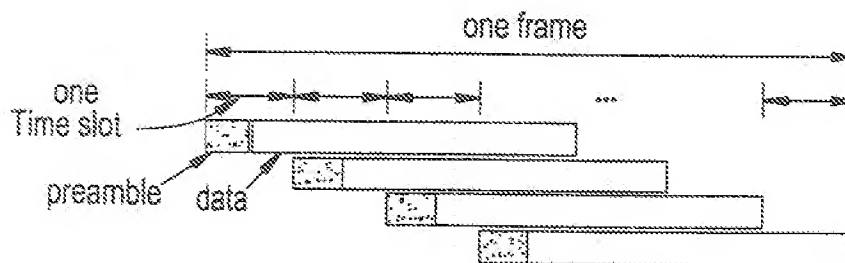


FIG. 4

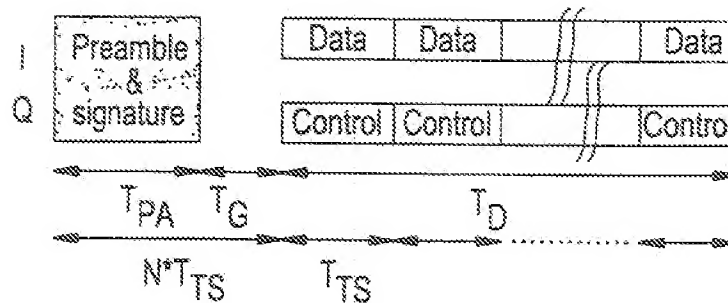


FIG. 5

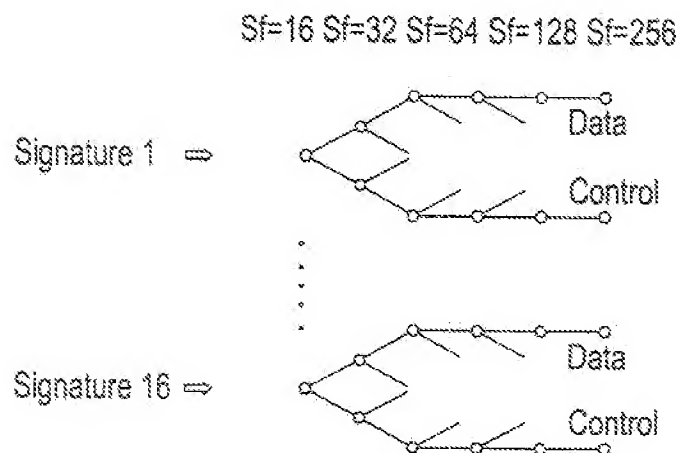


FIG. 6

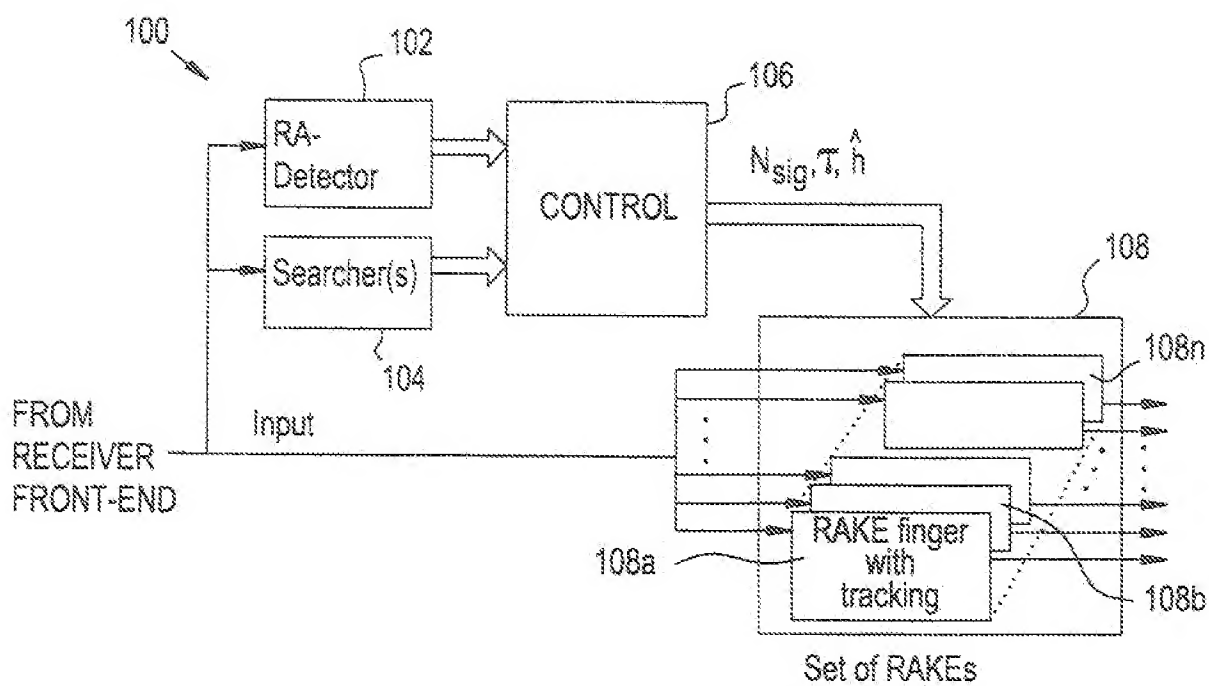




FIG. 7

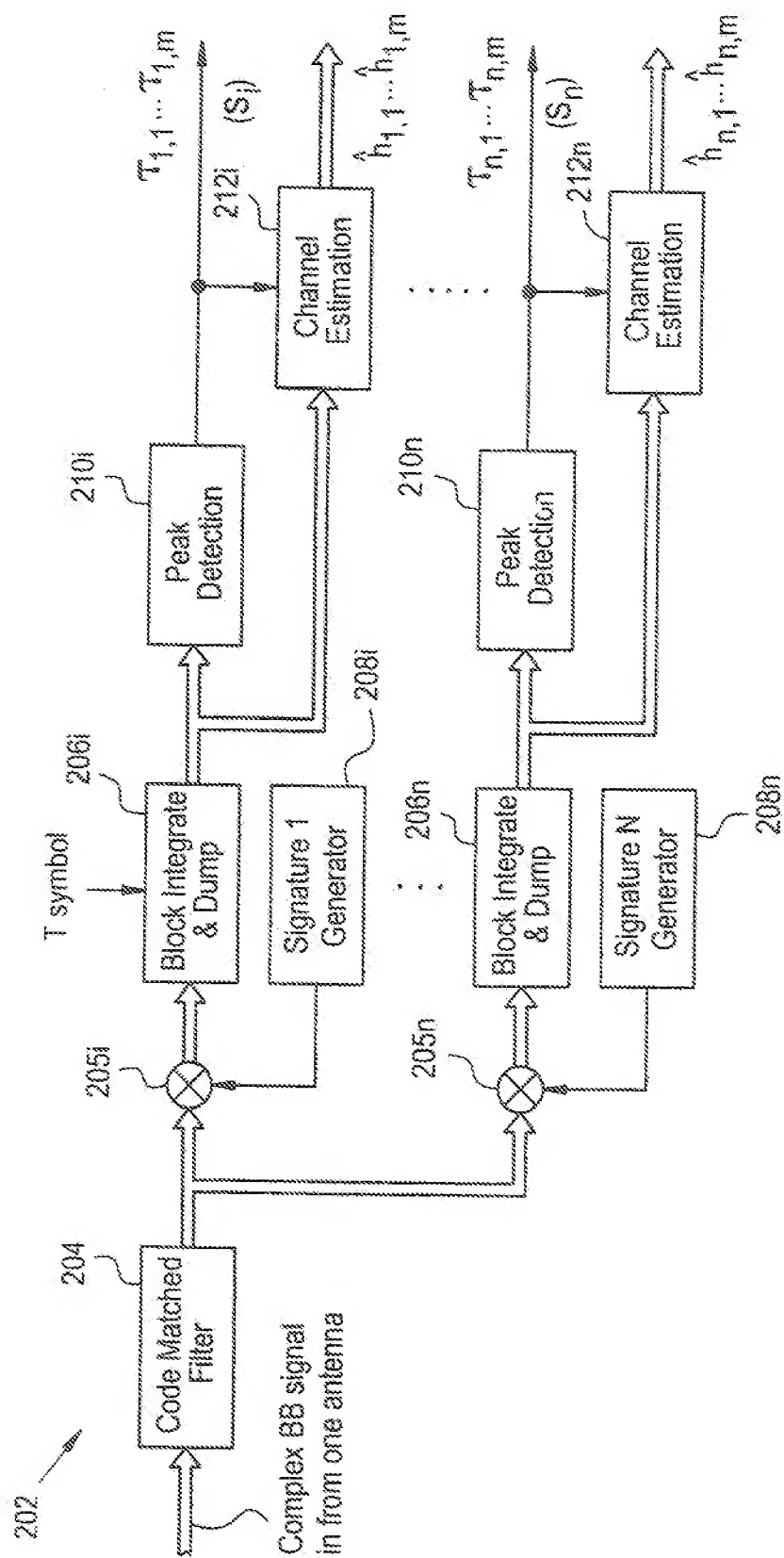


FIG. 8

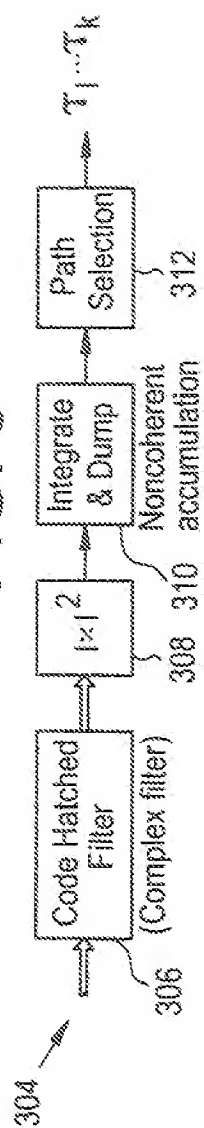
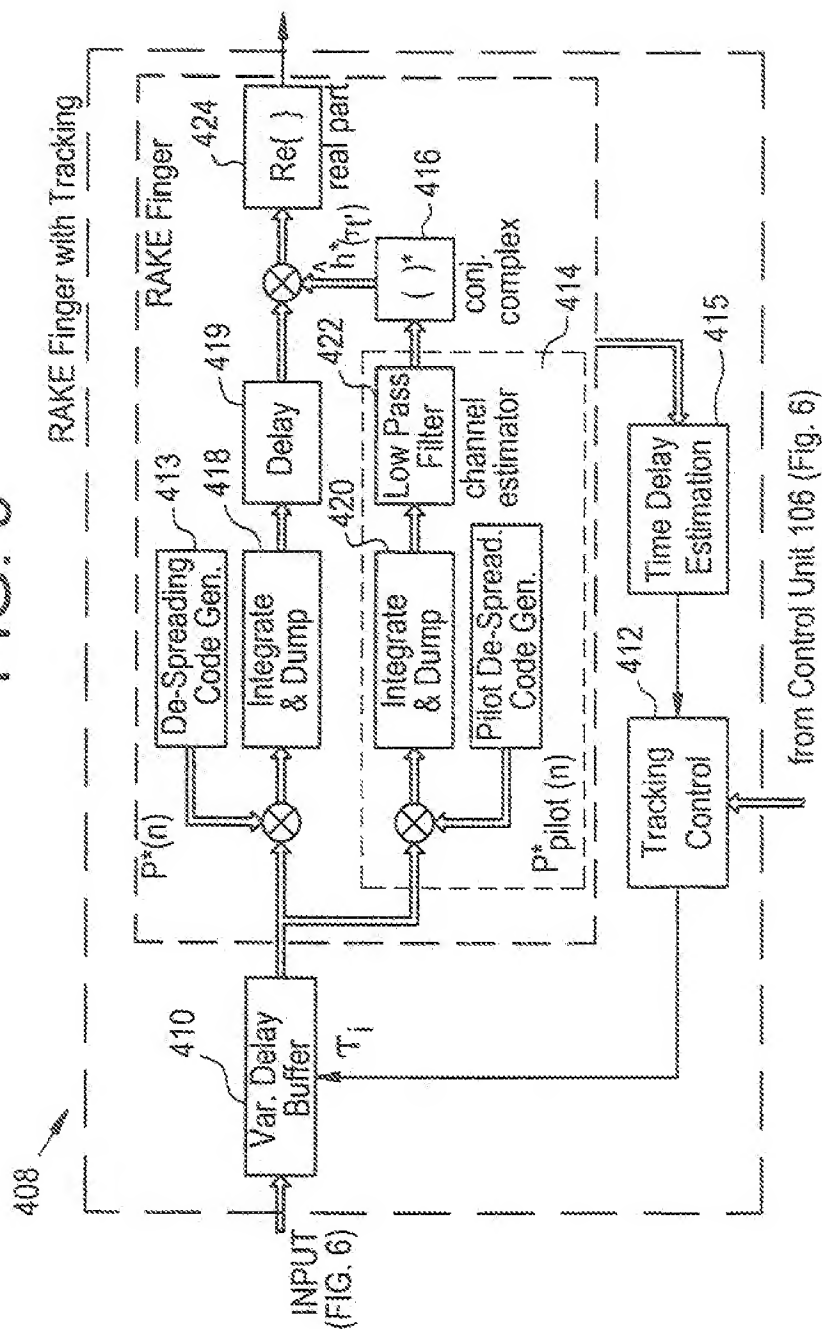


FIG. 9



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PCT/SE 99/00777

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
IPC 6 H04B7/26 H04B7/216 H04B1/707

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
IPC 6 H04B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

| Category * | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages                                                                                                                            | Relevant to claim No.                    |
|------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------|
| X          | WO 98 18280 A (ERICSSON TELEFON AB L M)<br>30 April 1998 (1998-04-30)<br><br>abstract<br>page 3, line 25 - line 30<br>page 5, line 2 - line 4<br>page 5, line 8 - line 18<br>page 6, line 22 - page 8, line 6 | 1, 8, 9,<br>11, 12,<br>17, 25,<br>31, 32 |
| E          | WO 98 49857 A (ERICSSON TELEFON AB L M)<br>5 November 1998 (1998-11-05)<br><br>abstract<br>page 10, line 5 - line 27<br>page 13, line 1 - line 8                                                              | 1, 4, 8, 9,<br>11, 12,<br>26, 31, 32     |

☐ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

### \* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

Date of mailing of the international search report

28 October 1999

05/11/1999

Name and mailing address of the ISA  
European Patent Office, P.O. 5818 Patentplan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Adkhis, F

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/SE 99/00777

| Patent document<br>cited in search report | Publication<br>date | Patent family<br>member(s)   | Publication<br>date      |
|-------------------------------------------|---------------------|------------------------------|--------------------------|
| WO 9818280 A                              | 30-04-1998          | AU 4732397 A<br>EP 0932996 A | 15-05-1998<br>04-08-1999 |
| WO 9849857 A                              | 05-11-1998          | AU 7458798 A                 | 24-11-1998               |